UGO RUELLE

COMPENDIO DI RADIOTECNICA

BREVE ESPOSIZIONE DEI PRINCIPI FONDAMENTALI DELLA RADIO-TECNICA ED AVVIAMENTO ALLO STUDIO DELLE LORO PRATICHE APPLICAZIONI

CON 127 FIGURE INTERCALATE NEL TESTO

TRECCÌ - EDITORI
LIVORNO

UGO RUELLE

COMPENDIO DI RADIOTECNICA

BREVE ESPOSIZIONE DEI PRINCIPI FONDAMENTALI DELLA RADIO-TECNICA ED AVVIAMENTO ALLO STUDIO DELLE LORO PRATICHE APPLICAZIONI

CON 127 FIGURE INTERCALATE NEL TESTO

SOCIETÀ ITALIANA DEGLI AUTORI ED EDITORI
S.I.A.E.

TRECCI - EDITORI
LIVORNO

PROPRIETÀ LETTERARIA

SOCIETÀ ITALIANA DEGLI AUTORI ED EDITORI

21-1946. - Tip. "L'Arte della Stampa", Succ. Landi. Firenze, Via S. Caterina 16.

PREFAZIONE.

Nell'accingermi a scrivere questo libro, mi sono proposto di raccogliere in breve spazio i principi fondamentali della radiotecnica, in modo da chiarirne il legame logico e necessario, e da mostrare « il perchè » dei vari indirizzi pratici.

Ho evitato, per quanto possibile, di sviluppare trattazioni analitiche; quelle poche, che ho ritenuto necessario introdurre, si basano su facili e comuni nozioni di matematica elementare; comunque non nuocerà eccessivamente all'intelligenza qualitativa del testo il saltarle.

Ho presupposto nel lettore la conoscenza dei principi elementari della elettrotecnica generale, senza di che sarei stato costretto ad inserire un capitolo introduttivo, che avrebbe occupato spazio, e sarebbe riuscito inutile ai più.

Semprechè mi se ne è presentata l'opportunità, nel testo e nelle figure, ho cercato di dare un'idea dell'ordine di grandezza dei vari elementi considerati.

Ritengo che il libro possa riuscire particolarmente utile agli studenti delle scuole medie con indirizzo tecnico ed a quelli delle scuole di ingegneria non specializzate in discipline elettriche; e, in genere, a quelle persone dotate di mentalità tecnica, che desiderino formarsi un'idea non troppo superficiale di questa attraentissima branca.

Penso ch'esso possa servire anche al radiodilettante ed al radioriparatore, in quanto molto giova al « pratico » la conoscenza dei principi, che stanno alla base della sua tecnica.

Credo che la lettura accurata del testo metta in grado di interpretare, almeno nelle linee generali, gli schemi adottati nella pratica.

Vincoli di spazio mi hanno impedito di aggiungere capitoli sulla elettroacustica e su varie applicazioni radiotecniche: radiogoniometria, radiotelevisione, radiotelemeccanica, radiotelemetria, radiotachimetria, e via dicendo. Ritengo che sia intenzione dell'editore trattare questi argomenti in altri volumi della raccolta.

U. R.

Livorno, novembre 1945.

Capitolo Primo.

IL PROBLEMA DELLE RADIOCOMUNICAZIONI.

1. Generalità. — Istituire un sistema di radiocomunicazioni significa mettersi in grado di riprodurre in un luogo, che chiameremo « stazione ricevente », un fenomeno che, quasi contemporaneamente, si svolge in un altro posto, che chiameremo « stazione trasmittente », senza che fra le due località esista alcun collegamento materiale (linea elettrica, o simili).

In definitiva, il problema consiste nel trasmettere dalla stazione trasmittente a quella ricevente una certa quantità di energia, che può essere piccolissima, ma che deve essere finita. Non si può, infatti, concepire una dipendenza fra il fenomeno in partenza e quello in arrivo, senza che vi sia un'azione di comando del trasmettitore sul ricevitore: azione di comando che può essere esercitata soltanto per mezzo di somministrazione di energia.

Il primo quesito che si pone, quando si tratta di istituire un sistema di radiocomunicazioni, è dunque quello della scelta della forma di energia da utilizzare; forma di energia che deve possedere i seguenti requisiti fondamentali:

1°) elevata velocità di propagazione;

2°) relativa facilità di produzione da una delle comuni forme di energia: meccanica, termica, elettrica di tipo industriale, e via dicendo;

3°) relativa facilità di trasformazione in una di queste comuni forme di energia;

4°) costo ragionevole.

La forma di energia che si impiega per le radiocomunicazioni è la elettromagnetica, che appunto possiede i requisiti di

alta velocità di propagazione (velocità della luce), e di relativa facilità di trasformazione. Essa vien generata tutte le volte che si produce una variazione dello spostamento elettrico, oppure dello spostamento magnetico, o (meglio) di ambedue; e si manifesta con la presenza di campo elettrico e di campo magnetico *interdipendenti*.

Il mezzo più comodo per produrla consiste nel far circolare una corrente variabile in un conduttore di forma appropriata.

Se consideriamo una corrente variabile di tipo semplice, ad es. alternativa sinusoidale, possiamo dire che, a parità di altre condizioni, l'energia elettromagnetica prodotta è proporzionale al quadrato della frequenza; per ottenere, dunque, effetti cospicui dovremo operare con correnti rapidamente variabili; in generale con correnti alternative sinusoidali di frequenza molto elevata: da alcune diecine di migliaia ad alcune centinaia di milioni di periodi al secondo (denominazione della unità di frequenza: hertz; simbolo Hz; 1 Hz = 1 periodo al sec.).

2. Il « segnale »; sua natura e costituzione. — I fenomeni che si tratta di trasmettere sono tutti, più o meno facilmente, traducibili in una corrente variabile. Così, ad esempio, un messaggio telegrafico secondo il convenzionale alfabeto Morse; oppure una voce, un suono, un complesso di suoni; od anche una scena od una immagine. Il primo mediante il tasto manipolatore; i secondi per mezzo di un microfono; gli altri servendosi di un organo di presa visiva e di una cellula fotoelettrica.

Chiameremo genericamente « segnali » queste correnti variabili, che traducono il fenomeno da riprodurre.

Sono questi « segnali » che occorre far giungere alla stazione ricevente, ove un apparecchio traduttore (macchina scrivente, telefono, altoparlante, organo di riproduzione televisiva) riproduce il fenomeno che, quasi contemporaneamente, si sta svolgendo nella stazione trasmittente.

Può sorgere l'idea che queste correnti variabili, che traducono il fenomeno da riprodurre, siano, esse stesse, adatte alla

diretta produzione di energia elettromagnetica. Anche a prescindere da altre considerazioni, ciò non accade, perché le correnti variabili, che traducono il fenomeno da riprodurre, si presentano come somme di correnti alternative sinusoidali, le cui frequenze sono, in generale, troppo basse per una efficace produzione di energia elettromagnetica.

Cerchiamo di chiarire meglio questo fatto. Un messaggio telegrafico, un discorso, un concerto, una ripresa televisiva, dànno luogo, come abbiamo detto, attraverso l'organo traduttore, ad una corrente variabile. Se immaginiamo di tracciare la curva, che rappresenta questa corrente variabile come funzione del tempo, per l'intera durata del fenomeno che si vuole trasmettere, ci troviamo di fronte alla rappresentazione di una funzione continua del tempo.

Di questa funzione continua del tempo possiamo scrivere la corrispondente serie di Fourier; la quale, per la natura della funzione stessa, converge per ogni valore del tempo al valore di essa funzione, fatta, al più, eccezione per l'istante iniziale e per quello finale.

Il primo termine della serie è costante: è il valor medio della funzione nell'intervallo considerato; il secondo termine è una componente alternativa sinusoidale, detta « fondamentale », che ha per periodo l'intera durata del fenomeno considerato; i termini successivi sono anch'essi alternativi sinusoidali, ed hanno periodi, rispettivamente, metà, un terzo, un quarto, ecc. di quello della fondamentale; cioè frequenze, rispettivamente, doppia, tripla, quadrupla, ecc., di quella della fondamentale.

Se analizziamo le curve corrispondenti ai fenomeni fisici reali del tipo considerato, troviamo che le componenti alternative, che hanno ampiezza relativamente importante, sono soltanto quelle la cui frequenza è compresa entro una banda abbastanza ristretta di frequenze relativamente basse. L'ampiezza di questa banda varia da fenomeno a fenomeno: è minima per una manipolazione telegrafica a bassa velocità; cresce a mano a mano che la velocità di manipolazione aumenta; è maggiore per il caso di corrente microfonica dovuta ad una voce umana; ancora maggiore per una corrente microfonica

dovuta al suono di un'orchestra; più grande ancora per il caso della corrente fotoelettrica immagine di un fenomeno visivo; ma tuttavia compresa tra frequenze dell'ordine delle diecine di Hz e frequenze dell'ordine del centinaio di migliaia di Hz.

Le oscillazioni aventi frequenze più basse o più alte di quelle comprese fra i limiti sopra indicati non presentano interesse dal punto di vista pratico. In altri termini, se con f si indica la frequenza fondamentale prima definita, le sole componenti del segnale, che interessa trasmettere, sono quelle che hanno frequenze:

$$rf,\ (r+1)f,\ (r+2)f,\ \ldots,\ (s-2)f,\ (s-1f,\ sf$$

essendo r ed s due numeri interi, che dipendono dal valore di f, e dalla natura del fenomeno trattato.

3. Schema generale di un sistema di radiocomunicazioni. — Come abbiamo già detto, le frequenze delle correnti alternative sinusoidali, che compongono il « segnale », e che effettivamente servono a caratterizzarlo, sono (salvo, eventualmente, le più elevate) troppo basse per la diretta produzione di energia elettromagnetica. Per questo motivo, e per altri, che si riferiscono alle caratteristiche tecniche degli apparati, e che esamineremo in seguito, il procedimento generale delle radiocomunicazioni è il seguente:

Si produce una oscillazione alternativa sinusoidale di alta frequenza (portante) e se ne varia una delle caratteristiche, con la stessa legge con la quale varia la corrente erogata dal traduttore del fenomeno che vogliamo trasmettere.

Questa corrente, così « modulata » dal « segnale », viene fatta circolare in un sistema di conduttori opportunamente studiato (antenna), che irradia energia elettromagnetica.

Un analogo sistema di conduttori, situato presso la stazione ricevente, capta una parte della energia irradiata dal trasmettitore, e la convoglia in un organo (apparato ricevitore) destinato ad effettuare l'operazione reciproca di quella svolta nella stazione trasmittente: a trarre, cioè, dalla oscillazione modulata, una corrente simile a quella (modulante) che nel

trasmettitore aveva modulato l'oscillazione portante. Questa operazione si chiama « rivelazione ».

La modulazione della portante può consistere in una variazione della sua ampiezza, secondo la legge con cui varia il segnale: in tal caso si ha « modulazione di ampiezza ». Può invece consistere nel variare la fase di essa portante, sempre secondo la legge con cui varia il segnale: e in tal caso si ha « modulazione di fase ». Può ancora consistere nella variazione della frequenza della portante, sempre secondo la legge sopra citata: e in tal caso si ha la « modulazione di frequenza ». In generale, può consistere nella variazione vincolata di una qualunque delle caratteristiche della corrente oscillatoria di alta frequenza.

Questa corrente oscillatoria di alta frequenza, sulla quale, per così dire, si adatta il segnale che vogliamo trasmettere, esercita la funzione di « veicolo », di « ponte », di « supporto »: serve a far sì che la irradiazione di energia elettromagnetica sia efficiente; fa transitare attraverso lo spazio la corrente variabile (di bassa frequenza) che ci interessa, e, all'arrivo, viene eliminata dal rivelatore. Per questa sua caratteristica funzione viene chiamata, come già si è detto, oscillazione (o anche « onda ») portante.

Dopo quanto si è detto, possiamo immaginare come sono costituiti il trasmettitore ed il ricevitore in un sistema di radiocomunicazioni.

Vi è, dapprima, l'organo che traduce in corrente variabile (segnale) il fenomeno da trasmettere; questa corrente, in generale, non è sufficientemente intensa per la funzione che deve esercitare (modulazione): occorre quindi, di solito, amplificarla mediante un amplificatore per basse frequenze, la cui caratteristica preminente deve essere la « fedeltà ».

Intanto un altro organo del trasmettitore (generatore di oscillazioni) genera la oscillazione di alta frequenza portante; anche questa, per varie ragioni, nasce, di solito, assai meno intensa di quanto occorre: viene perciò amplificata, mediante un amplificatore per oscillazioni di alta frequenza, non modulate.

Ottenute, separatamente e nelle proporzioni desiderate,

l'oscillazione modulante e l'oscillazione portante, le si combinano nell'organo modulatore, in modo da ottenere una oscillazione di alta frequenza, modulata dal segnale che si vuol trasmettere; anche questa non ha, in generale, l'intensità che le si vuole definitivamente conferire: si utilizza perciò un amplificatore per oscillazioni di alta frequenza, modulate.

Effettuata quest'ultima operazione, la corrente ottenuta viene immessa nell'antenna trasmittente.

Nell'apparato ricevente, a parte qualche variante, si hanno, in ordine inverso, gli organi che già abbiamo visto nel trasmettitore. Nell'antenna viene indotta una (piccola) forza elettromotrice di alta frequenza modulata; un organo, amplificatore di oscillazioni di alta frequenza modulate, rinforza l'oscillazione in arrivo, che, in generale, subisce anche un cambiamento di frequenza portante, e viene successivamente amplificata. Dopo di ciò ha luogo la rivelazione, con la quale si separa il segnale dalla portante; questa ha esaurito il suo compito, quello viene successivamente amplificato e condotto ad azionare l'organo traduttore, che fornisce la desiderata riproduzione del fenomeno trasmesso.

4. Correnti e tensioni che interessano il radiotecnico. — Da quanto precede, risulta che le correnti e le tensioni, che interessano il radiotecnico, sono quelle che si riferiscono ai tre elementi sottoelencati:

a) il segnale;

b) la oscillazione portante;

c) la oscillazione modulata, derivata dalla combinazione di *a*) con *b*).

Il segnale, come abbiamo detto, è rappresentabile mediante la somma di una corrente (o tensione) continua, e di un certo numero di correnti (o tensioni) alternative sinusoidali, aventi frequenze:

$$rf,\ (r+1)f\ (r+2)f,\ \ldots,\ (s-2)f,\ (s-1)f,\ sf,$$

tutte comprese entro la banda comunemente detta delle « basse frequenze ».

La oscillazione portante è alternativa sinusoidale, ed ha una frequenza compresa nella banda delle « radio frequenze ».

La oscillazione modulata, come meglio vedremo in seguito, è rappresentabile mediante un certo numero di oscillazioni alternative sinusoidali, aventi frequenze comprese nella banda delle radio frequenze, e costituenti uno « spettro », più o meno esteso a seconda della natura del segnale e del tipo di modulazione, la cui frequenza centrale è quella della portante.

Le correnti e le tensioni variabili che interessano il radiotecnico sono dunque alternative sinusoidali, o possono essere considerate somme di un numero (praticamente finito) di oscillazioni alternative sinusoidali. Poiché, sia pure con qualche cautela, cui accenneremo a tempo e luogo, possiamo accettare il principio della sovrapposizione degli effetti: considerare cioè l'effetto totale della oscillazione risultante come somma degli effetti parziali delle singole oscillazioni componenti, resta giustificato il modo di procedere, che di solito seguiremo, di studiare il comportamento dei circuiti e degli apparati riferendoci al caso particolarmente semplice in cui le forze elettromotrici agenti siano alternative sinusoidali.

Capitolo Secondo.

GLI ELEMENTI DEI CIRCUITI.

1. Generalità. — Gli apparecchi che vengono usati nella radiotecnica sono costituiti, essenzialmente, da particolari circuiti elettrici, e da tubi termoionici; dobbiamo perciò studiare il comportamento di tali organi.

Comincieremo con lo studio degli elementi costitutivi di ogni circuito elettrico: resistenza, capacità e induttanza; studio che effettueremo in vista delle particolari condizioni in cui essi vengono di solito a trovarsi, per effetto delle alte frequenze in gioco.

2. Resistenza. — Normalmente si indica con tale nome la resistenza dissipativa; vedremo in seguito come si debba

parlare anche di resistenze non dissipative in senso stretto: di quelle resistenze, cioè, nelle quali l'energia viene consumata per gli scopi utili proposti; tipica fra esse la resistenza di radiazione delle antenne (Cap. XIII).

Dal punto di vista energetico, la resistenza dissipativa misura l'attitudine a trasformare energia elettrica in calore; in armonia con la legge di Joule, si definisce cioè la resistenza R di un tratto di circuito (in ohm; simbolo Ω) come rapporto fra la potenza P (energia nell'unità di tempo; in watt; simbolo W) che in esso viene dissipata sotto forma di calore, e il quadrato della corrente I (quantità di elettricità nell'unità di tempo; in ampere; simbolo A) che lo percorre. Se V è la tensione (in volt; simbolo V) ai capi del tratto di circuito che si considera, se questo è costituito soltanto dalla resistenza R (se, cioè, è privo di reattanza), e se I è la corrente che lo percorre, si ha anche:

$$R_{(ohm)} = \frac{V_{(volt)}}{I_{(amp)}}$$

Quando la tensione e la corrente sono alternative sinusoidali, i simboli V ed I indicano i loro valori efficaci.

È noto che, a parità di altre condizioni, la resistenza di un conduttore è funzione della frequenza della corrente che lo percorre: a mano a mano che la frequenza cresce, la corrente, anziché ripartirsi uniformemente in tutta la sezione del conduttore (come avviene nel caso di corrente continua, cioè di frequenza nulla), si addensa in quelle zone che sono concatenate con il minor numero di linee di campo magnetico (autoinduzione minima). Se dunque il conduttore è rettilineo, la densità è massima:

alla superficie, se la sezione è circolare (fig. 1, *a*);

in vicinanza degli spigoli, se la sezione è quadrata (fig. 1, *b*);

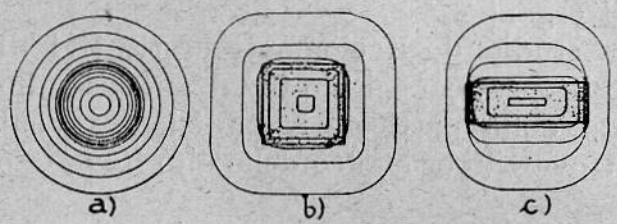


Fig. 1.

presso gli spigoli, e lungo le superfici laterali minori, se la sezione è rettangolare (fig. 1, *c*).

Se il conduttore, anziche rettilineo, è piegato: ad es. avvolto a spirale, la disuniformità nella distribuzione della corrente si accentua, e la densità risulta massima nelle parti più interne e centrali della spirale stessa (fig. 2).

Questo fenomeno, noto sotto il nome di « effetto pellicolare » (skin effect), fa sì che un dato conduttore, in regime di corrente alternata, risulti utilizzato peggio che in regime di corrente continua: nel primo caso la resistenza è dunque maggiore che nel secondo.

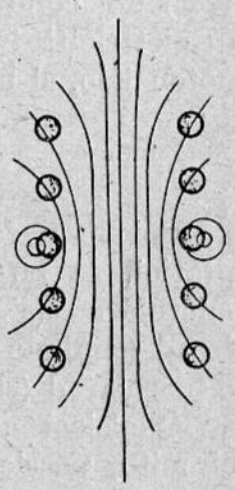


Fig. 2.

Il valore del rapporto fra la resistenza in corrente alternata e quella in corrente continua (resistenza minima) cresce, oltre che con la frequenza, anche con la sezione del conduttore, e con la conduttività e la permeabilità del materiale di cui esso è formato. Per conduttori rettilinei e di sezione circolare, tale rapporto può essere calcolato mediante tavole numeriche, che si trovano in ogni manuale specializzato (vedi, ad es., *Manuale Colombo*, ed. 1939, pag. 1269).

Alle frequenze radio, l'accrescimento della resistenza può assumere valori molto elevati; è allora consigliabile l'impiego di conduttori tubolari (dato che la parte interna della sezione non contribuisce al passaggio della corrente); o, meglio ancora, di conduttori multipli, costituiti da elementi sottili, isolati gli uni dagli altri mediante un diclettrico a bassa perdita (vedi § 3), collegati in parallelo alle due estremità, e attorcigliati così da venire a trovarsi, mediamente, tutti nelle stesse condizioni per ciò che si riferisce al concatenamento con il campo magnetico prodotto dalla corrente totale (stessa autoinduzione).

3. Capacità. — Normalmente si indica con tale nome generico la capacità elettrostatica; studiando i tubi termoionici e le antenne, si giunge alla definizione di altri tipi di capacità: dinamica, efficace, equivalente.

Dal punto di vista energetico, è la misura dell'attitudine ad immagazzinare energia sotto forma elettrostatica: si definisce cioè la capacità C (in farad; simbolo F) di un conduttore come rapporto fra il doppio della energia elettrostatica W_e (in joule) immagazzinata e il quadrato del potenziale V (in volt) del conduttore stesso. Se Q (in Coulomb) è la quantità di elettricità immagazzinata nel conduttore, quando V ne è il potenziale, si ha anche:

$$C_{(farad)} = \frac{Q_{(coulomb)}}{V_{(volt)}}$$

Poichè il farad è una unità troppo grande per gli scopi pratici, se ne adoperano correntemente tre sottomultipli: il microfarad (simbolo μF; uguale a 10^{-6} farad); il millimicrofarad (simbolo $m\mu F$; uguale a 10^{-9} farad); il micromicrofarad o picrofarad (simbolo $\mu\mu F$, oppure pF; uguale a 10^{-12} farad).

Qualsiasi conduttore, e quindi anche qualsiasi tratto di circuito, possiede capacità; quando però si voglia concentrare in piccolo spazio un valore relativamente grande di capacità si ricorre ai cosiddetti «condensatori», che sono costituiti da due conduttori (armature), generalmente a struttura lamellare, fra i quali è interposto un materiale dielettrico; in luogo del potenziale V dell'unico conduttore si considera allora la differenza di potenziale V fra le due armature; e la quantità di elettricità Q è quella localizzata sopra una qualunque di esse (quella localizzata sull'altra è uguale e di segno contrario; la capacità $C = Q/V$ è essenzialmente positiva).

Si usano condensatori fissi e variabili (aventi, cioè, capacità fissa oppure variabile); con dielettrico costituito da aria, mica, vetro, carta, porcellane speciali, e via dicendo; di varie foggie e dimensioni. In ogni manuale specializzato si trovano formule, che permettono di calcolarne la capacità (vedi, ad es., *Manuale Colombo*, ed. 1939, pagg. 1270-1272).

Quando, ad un tratto di circuito che contenga soltanto una capacità C, viene applicata una diff. di pot. V continua, passa corrente soltanto nella fase di carica (quando si applica la tensione), o in quella di scarica (quando i due estremi del

circuito vengono posti in contatto); se invece la tensione V è variabile nel tempo, passa una corrente $I = C \frac{dV}{dt}$; se, in particolare, la tensione V è alternativa sinusoidale, si ha $I = j\omega CV$ (I, V = valore efficace della corrente e della tensione; j = simbolo dell'unità immaginaria; $\omega = 2\pi f$; f = frequenza della tensione alternativa): la corrente è cioè, anch'essa, alternativa sinusoidale, sfasata di un quarto di periodo ($\pi/2$) in anticipo sulla tensione. Il valore assoluto del rapporto fra V ed I, $\frac{1}{\omega C}$ è la «reattanza» (capacitiva) del condensatore; la si misura in ohm.

Il condensatore perfetto, del quale abbiamo finora implicitamente parlato, «non consuma» energia: la immagazzina quando viene caricato; la restituisce all'atto della scarica.

In pratica, nessun condensatore è perfetto, cosicchè l'energia restituita è sempre minore di quella ricevuta. La differenza viene trasformata in calore: in parte nelle armature, nelle connessioni interne, e nelle eventuali resistenze di dispersione; in parte per effetto di attriti molecolari nell'interno del dielettrico; in generale, a meno che il condensatore non sia ad aria, questa seconda parte è la maggiore.

Poichè ogni condensatore reale contiene in sè cause di dissipazione di energia, si usa rappresentarlo come un complesso costituito da capacità pura e da resistenza. Questa rappresentazione può essere fatta in due modi: Capacità C_s con resistenza R_s (di solito molto piccola) in serie (fig. 3 *a*); capacità C_d con resistenza R_d (di solito molto grande) in derivazione (fig. 3*b*). Nel primo caso, se I è la corrente che circola (valore efficace), le perdite sono espresse da $R_s I^2$; nel secondo caso, se V è la tensione applicata (valore efficace), le perdite sono misurate da $\frac{V^2}{R_d}$. Poichè il circuito equivalente al condensatore reale è costituito da un complesso capacità-resistenza, la corrente che

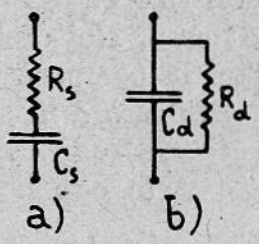


Fig. 3.

vi circolà non può essere sfasata esattamente di $\frac{\pi}{2}$ in anticipo sulla tensione: lo sfasamento è minore, e differisce da $\frac{\pi}{2}$ di un angolo δ (fig. 4), che viene detto «angolo di perdita» del condensatore. Nei manuali specializzati sono riportati i valori di δ per i dielettrici in uso (vedi, ad es., *Manuale Colombo*, ed. 1939, pagg. 1271-1272). In armonia con gli usi della tecnica delle correnti forti, si definisce anche il «fattore di potenza» del condensatore, come rapporto fra la potenza dissipata e i voltampere di circolazione (prodotto della tensione efficace applicata V, per la corrente efficace I che circola nel condensatore reale). È facile vedere che il fattore di potenza è uguale a $\cos\left(\frac{\pi}{2} - \delta\right)$, cioè, praticamente, dato che δ è sempre molto piccolo, a δ e a tan δ. Nel caso del circuito equivalente della fig. 3 *a*, $\delta = R_s \omega C_s$; nel caso del circuito equivalente della fig. 3 *b*, $\delta = \frac{1}{R_d \omega C_d}$; C_s e C_d sono praticamente uguali alla capacità del condensatore reale, per piccoli fattori di potenza, e ne differiscono di meno dell'1% fino a valori di δ dell'ordine di 0,1.

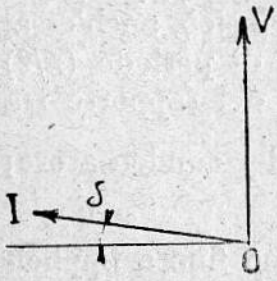


Fig 4.

Nei buoni materiali dielettrici, il valore di δ varia poco con la frequenza; in generale decresce leggermente al crescere di essa. Nei dielettrici meno buoni cresce, anche rapidamente con la temperatura e con l'umidità.

Si può dimostrare che le perdite nel condensatore crescono:

a) con la frequenza (se δ è costante);

b) con il quadrato del gradiente di potenziale: ad es., in un condensatore piano di spessore d, con $\left(\frac{V}{d}\right)^2$;

c) con il volume del dielettrico;

d) con il prodotto della costante dielettrica ε per il fattore di potenza del materiale.

Carta, mica ed aria sono i dielettrici dei condensatori più comunemente usati nelle applicazioni radiotecniche. La carta è il dielettrico solido meno costoso, e che consente di ottenere condensatori di capacità assai grande in volumi relativamente piccoli; il suo fattore di potenza è piuttosto elevato. La mica è costosa, ma presenta basse perdite e notevole rigidità elettrica (sopporta tensioni elevate). L'aria è perfetta dal punto di vista delle perdite, ma offre scarsa rigidità e piccola costante dielettrica; cosicchè i condensatori ad aria, a pari capacità e tensione di esercizio, sono molto più ingombranti di quelli a carta od a mica. Materiali ceramici speciali, ad es. il « condensa », sono talvolta usati per condensatori che debbano presentare capacità relativamente grande, e resistere a tensioni molto elevate senza occupare molto spazio.

Molti altri dielettrici: gomma dura, bachelite, micalex, porcellana, calit, frequenta, e via dicendo, sono usati come isolatori e supporti in spazi dove esistono campi ad alta frequenza; la considerazione del loro fattore di potenza ha perciò grande importanza.

Sono ad aria praticamente tutti i condensatori variabili; per le ragioni già dette, la loro capacità non eccede, di solito, 0,5 millimicrofarad; raramente raggiunge 2 millimicrofarad. Vengono normalmente costituiti mediante due serie di placche: una di placche fisse, distanziate da spessori, che costituisce una delle armature; l'altra di placche mobili, similmente distanziate, che costituisce la seconda armatura; le placche mobili si inseriscono più o meno fra quelle fisse, senza toccarle, di modo che la capacità del condensatore risulta determinata dalla posizione relativa delle due serie. Di solito il movimento è una rotazione, e la capacità è allora funzione dell'angolo α (fig. 5); la forma delle placche determina la legge di variabilità di C in funzione di α: con forma circolare la legge è di semplice proporzionalità.

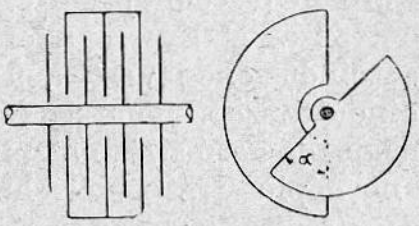


Fig. 5.

Vengono assai usati anche i condensatori elettrolitici; in

essi il dielettrico è costituito da un sottile strato, che viene depositato, per via elettrolitica, sopra una lastra di alluminio, o di altro materiale speciale. Sono poco costosi, e, a causa della sottigliezza dello strato isolante, consentono di ottenere elevate capacità in piccolo spazio; non hanno però grande rigidità (500 ÷ 600 volt), non sono molto stabili, presentano perdite relativamente alte, e si deteriorano col tempo. Vengono usati quasi soltanto come livellatori di tensione negli alimentatori (vedi Cap. XI).

4. Induttanza (o autoinduzione). — Dal punto di vista energetico è la misura dell'attitudine ad immagazzinare energia sotto forma magnetica; si definisce cioè l'induttanza L di un tratto di circuito (in henry; simbolo H) come rapporto fra il doppio della energia magnetica W_m (in joule) immagazzinata, e il quadrato del valore efficace della corrente I (in ampere) che lo percorre. Se Φ è il flusso magnetico concatenato con il tratto di circuito che si considera, per effetto della corrente I che lo percorre, si ha anche:

$$L_{(henry)} = \frac{\Phi_{(weber)}}{I_{(ampere)}} = \frac{\Phi_{(maxvell)}}{I_{(ampere)}} 10^{-8},$$

Quando l'henry risulta troppo grande si usano due suoi sottomultipli: il millihenry (simbolo mH; uguale a 10^{-3} henry); il microhenry (simbolo μH; uguale a 10^{-6} henry).

Qualsiasi conduttore, e quindi anche qualsiasi tratto di circuito, possiede induttanza; quando però si voglia concentrare in piccolo spazio un valore relativamente grande di induttanza, si ricorre alle cosiddette «bobine (o rocchetti) di autoinduzione» praticamente indicate col nome generico di «induttanze». Sono costituite da un conduttore avvolto in modo da formare una spirale piatta, oppure un rocchetto ad uno o più strati, così che il flusso concatenato con l'insieme del circuito, a parità di corrente che lo percorre, risulti grande quanto possibile.

Si usano induttanze con nucleo non magnetico, e induttanze con nucleo ferromagnetico aperto e con nucleo ferro-

magnetico chiuso. Nei manuali specializzati si trovano formule per calcolarne il valore (vedi, ad es., *Manuale Colombo*, ed. 1939, pag. 1270).

Quando in un tratto di circuito, che contenga soltanto induttanza L, circola una corrente I, si sviluppa in esso una forza controelettromotrice di autoinduzione $E = -L\frac{dI}{dt}$. La tensione V, che bisogna applicare ai capi di esso tratto di circuito, per fare equilibrio a tale forza controelettromotrice (perchè, cioè, possa passare la corrente I), è $V = -E = L\frac{dI}{dt}$. Se, in particolare, la corrente I è alternativa sinusoidale, si ha $V = j\omega LI$ (V, I = valore efficace della tensione e della corrente; j = simbolo dell'unità immaginaria; $\omega = 2\pi f$; f = frequenza della corrente alternativa); la tensione V è cioè, anch'essa, alternativa sinusoidale, sfasata di un quarto di periodo $\left(\frac{\pi}{2}\right)$ in anticipo rispetto alla corrente. Il valore assoluto del rapporto fra V ed I, ωL, è la reattanza (induttiva) del tratto di circuito considerato; la si misura in ohm.

Una induttanza perfetta non consuma energia: la immagazzina quando viene caricata (quando la corrente cresce in valore assoluto); la restituisce quando viene scaricata (quando la corrente decresce in valore assoluto).

In pratica, nessuna induttanza è perfetta, in quanto il conduttore che la forma, così come i materiali isolanti dell'eventuale rivestimento, il nucleo e i supporti, causano perdite di energia, che si trasforma in calore: essa deve quindi essere considerata come un complesso induttanza-resistenza. La rappresentazione della induttanza reale può esser fatta mediante una induttanza pura L_s in serie con una resistenza (di solito piccola) R_s; oppure mediante una induttanza pura L_d in parallelo con una resistenza (di solito grande) R_d. Di solito si adotta il primo modo.

Per caratterizzare «la qualità» di una induttanza, dal punto di vista delle perdite, anzichè valersi del «fattore di

potenza» (rapporto della potenza dissipata ai voltampere di circolazione) si usa il «fattore di merito», che si suole indicare con la lettera Q. Lo si definisce come rapporto fra la reattanza e la resistenza, intesa, quest'ultima, come la misura complessiva di tutte le cause dissipative. È dunque:

$$Q = \frac{\omega L}{R}$$

Q è dunque il valore della tangente dell'angolo φ di sfasamento fra la tensione ai capi della induttanza e la corrente che la percorre.

Poichè la resistenza cresce con la frequenza (skin effect), il valore di Q si mantiene approssimativamente costante entro un campo assai esteso di variazione della frequenza stessa; ed è questa proprietà che giustifica la scelta del coefficiente Q come indice della «qualità» dell'induttanza.

Le induttanze che si usano negli apparati ricevitori presentano valori di Q compresi fra alcune diecine e parecchie centinaia. Negli apparati trasmittenti si impiegano talvolta induttanze costruite con cura e con mezzi speciali, nelle quali Q può assumere valori ancora maggiori. Valori di Q dell'ordine di $100 \div 200$ sono da considerarsi buoni.

Influiscono sul valore di Q:

a) La scelta del tipo di conduttore (filare semplice o multiplo, tubolare, lamellare). Generalmente è preferibile il filare semplice; alle frequenze intermedie è talvolta superiore il filare multiplo; quando, come accade nei trasmettitori, la corrente sia intensa, è consigliabile il tubolare è o il lamellare.

b) La sezione del conduttore. Di solito è migliore la massima compatibile con lo spazio di cui si dispone.

c) Le dimensioni della induttanza. In generale, a pari valore di L e di resistenza ohmica (in corrente continua), presentano più elevati Q le induttanze più grandi.

d) Il rapporto fra la lunghezza e la larghezza della induttanza. Di solito, i migliori risultati (dal punto di vista del Q) si ottengono con induttanze lunghe e strette, oppure corte e larghe.

Quando al flusso magnetico concatenato con la bobina si offre una via di alta permeabilità; quando, cioè, si costruisce il nucleo della bobina stessa con materiale ferromagnetico, il valore della induttanza, a parità di forza magnetomotrice (prodotto del numero delle spire per la intensità della corrente che le percorre; in amperspire; simbolo *As*), risulta grandemente accresciuto. A pari valore della induttanza *L*, si consegue cioè un notevole risparmio di spazio e di materiali.

L'uso delle induttanze con nucleo ferromagnetico deve essere tuttavia limitato alle frequenze basse (frequenze industriali e frequenze acustiche, fino ad alcune migliaia di periodi al secondo), perché le perdite per isteresi e per correnti parassite nel nucleo stesso, che sono all'incirca proporzionali al quadrato della frequenza, tendono a divenir presto intollerabili. D'altra parte, le correnti parassite, che nascono in qualsiasi materiale non dielettrico sottoposto a campi variabili, opponendosi (legge di Lenz) alla causa che le genera (cioè al flusso variabile), tendono a ridurre, all'effetto dell'accrescimento della induttanza, il beneficio della presenza del nucleo ferromagnetico.

Vi sono poi altri due motivi, che limitano l'impiego delle bobine con nucleo ferromagnetico nelle applicazioni radiotecniche. Prima di tutto la permeabilità (e quindi la induttanza *L*) non è costante, ma dipende dal valore della corrente magnetizzante, della corrente, cioè, che percorre la bobina. In secondo luogo, poichè flusso e corrente sono legati fra loro attraverso il ciclo di isteresi, cioè da una relazione non lineare, quando è alternativa sinusoidale l'una non può esserlo l'altro, e viceversa: in altre parole, l'impiego di nuclei ferromagnetici dà luogo alla produzione di armoniche.

Il comportamento delle induttanze con nucleo ferromagnetico diviene molto complesso quando la corrente che percorre la bobina è risultante di più correnti di frequenza diversa; il caso più importante per la pratica radiotecnica è quello in cui una corrente alternativa è sovrapposta ad una corrente continua. La permeabilità che, in tali condizioni, il materiale presenta al flusso alternativo, si chiama «permeabilità differen-

Pagina mancante

Pagina mancante

del genere esistono capacità fra spira e spira, e fra ogni spira e i conduttori circostanti (vedi fig. 6); si tratta, in generale, di capacità assai piccole, che tuttavia, alle alte frequenze, offrono alla corrente vie di impedenza relativamente bassa (si ricordi che la reattanza capacitiva è uguale a $\frac{1}{2\pi f C}$), creano derivazioni e dispersioni, e tendono a diminuire il valore reale della induttanza o della resistenza. L'effetto complessivo di queste capacità può essere considerato equivalente, per gli scopi pratici, a quello di un condensatore in parallelo con la bobina, la capacità del quale misura quella che si chiama la « capacità distribuita ». In sede di progetto si cerca di ridurre il valore di tale capacità distribuita, distanziando le spire e studiandone la posizione rispetto ai conduttori vicini; quando ciò non si possa, si usano tipi di avvolgimento tali che la differenza di potenziale fra spire contigue sia la più piccola possibile: le singole capacità non vengono con ciò diminuite, ma ne risulta attenuato l'effetto.

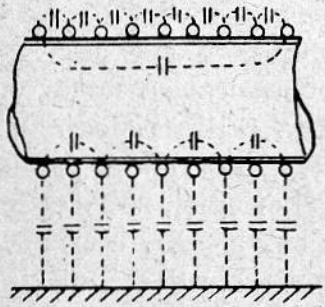


Fig. 6.

Un importante caso particolare è quello delle bobine di autoinduzione destinate a « bloccare » l'alta frequenza; qui la considerazione delle perdite ha, di solito, scarso valore; importa invece che l'alto valore di induttanza, che si desidera conseguire, non sia sensibilmente attenuato dalla capacità distribuita: si usa perciò ricorrere ai due tipi di costruzione indicati nella fig. 7: bobina lunga e stretta (fig. 7 *a*); bobina suddivisa in più sezioni, distanziate l'una dall'altra, e collegate in serie (fig. 7 *b*).

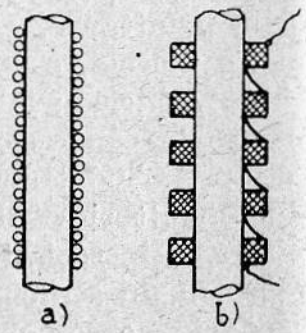


Fig. 7.

6. Induttanza mutua; coefficiente di accoppiamento. — Quando due circuiti, che chiameremo 1 e 2, sono così disposti, che parte del flusso prodotto dalla corrente in uno di essi si

concatena con l'altro, si dice ch'essi sono accoppiati induttivamente.

Si chiama induttanza mutua, o coefficiente di mutua induzione, e si indica con il simbolo M, il rapporto

$$M_{(henry)} = \frac{\Phi_{2,1\ weber}}{I_{1\,(ampere)}} = \frac{\Phi_{1,2\,(weber)}}{I_{2\,(ampere)}}$$

essendo $\Phi_{2,1}$ ($\Phi_{2,1}$) quella parte del flusso prodotto dalla corrente I_1 (I_2), circolante nel primo (secondo) circuito, che si concatena con il secondo (primo) circuito. Definito un senso positivo per le correnti I_1 e I_2, e quindi per i flussi totali Φ_1 e Φ_2 da esse prodotti, può darsi che Φ_1 e Φ_2 abbiano senso concorde oppure discorde; nel primo caso si dice che M è positivo, nel secondo che M è negativo.

Il valore massimo della mutua induttanza M, fra due circuiti che hanno, rispettivamente, autoinduzione L_1 ed L_2, è $\sqrt{L_1 L_2}$. Si chiama coefficiente di accoppiamento, e si indica con il simbolo k, il rapporto

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

Nei trasformatori con nucleo ferromagnetico, quasi tutto il flusso prodotto dalla corrente primaria si concatena anche con il secondario: k è, cioè, molto prossimo ad 1. Nel caso di bobine con nucleo non ferromagnetico (aria od altro dielettrico) un k dell'ordine di 0,5 è da considerarsi elevato (accoppiamento stretto); un k dell'ordine di pochi centesimi caratterizza un accoppiamento lento.

Se due bobine, aventi induttanza L_1 ed L_2, sono collegate in serie, l'induttanza totale L è data dalla espressione:

$$L = L_1 + L_2 \pm 2M.$$

7. Schermatura elettrostatica ed elettromagnetica degli elementi dei circuiti. — Nelle apparecchiature radiotecniche occorre spesso, per evitare accoppiamenti parassiti, confinare in spazio ristretto il flusso elettrostatico e quello magnetico degli elementi dei circuiti; in particolare quello delle

bobine di induttanza e delle induttanze mutue. Questo risultato può essere ottenuto racchiudendo l'elemento in un involucro (schermo) costituito di materiale buon conduttore (rame, alluminio, ottone, ecc.), oppure di materiale ferromagnetico.

Per ciò che riguarda il flusso elettrostatico, la natura del materiale non ha grande importanza: lo schermo agisce come una gabbia di Faraday.

Per ciò che si riferisce al flusso magnetico, se si tratta di flusso costante, o variabile con bassa frequenza (fino ad alcune migliaia di periodi al secondo) è conveniente usare materiale ferromagnetico di alta permeabilità (ad es. permalloy); lo schermo agisce, anche in tal caso, come la gabbia di Faraday per il flusso elettrostatico. Nel caso di alte frequenze è invece preferibile usare materiale buon conduttore: sono allora le correnti parassite, dovute al flusso variabile, che impediscono al flusso stesso di superare lo schermo.

Per una schermatura molto accurata può essere necessario usare più involucri, posti l'uno dentro l'altro, e convenientemente distanziati; grande cura deve esser posta negli attraversamenti dei conduttori che fanno capo all'elemento.

Quando si voglia schermare *soltanto* il flusso elettrostatico (ad es., fra primario e secondario di un trasformatore), si può usare una lamina metallica, disposta, per quanto possibile, normalmente alle linee di campo elettrico, e parallelamente alle linee di campo magnetico, nella quale siano praticate fenditure e interruzioni, che ostacolino il percorso delle correnti parassite.

La presenza dello schermo altera il modo di comportarsi dell'elemento schermato: intanto aggiunge cause di perdite, e quindi ne aumenta la resistenza equivalente; in secondo luogo ne accresce la capacità distribuita. Se poi lo schermo è di materiale non magnetico, aumenta, col diminuire lo spazio disponibile, la riluttanza al flusso, e quindi diminuisce l'induttanza; se invece lo schermo è di materiale magnetico, l'accresciuta permeabilità fa crescere l'induttanza.

Nel caso più comune, quando cioè l'elemento da schermare è una bobina, usando schermi di buoni materiali, sufficiente-

mente spessi, e disposti non troppo vicini alla bobina stessa (distanze dello stesso ordine del raggio dell'elemento), le alterazioni risultano moderate: dell'ordine del 10 ÷ 15% sul valore della induttanza; anche minori sul valore del Q.

Capitolo Terzo.

I CIRCUITI.

1. Circuiti a risonanza di corrente. — Sono praticamente costituiti da una bobina di induttanza e da un condensatore, disposti in serie con la forza elettromotrice agente; data la inevitabile presenza di cause dissipative, possono esser rappresentati come in fig. 8, sempre tenendo presente che la netta separazione dei tre elementi costitutivi, resistenza induttanza e capacità, è schematica e convenzionale.

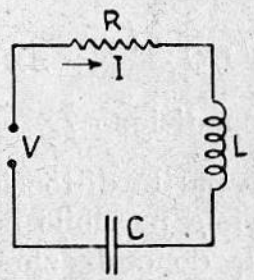


Fig. 8.

Si suppone che la f. e. m. agente sia alternativa sinusoidale; V ne indica il valore efficace (in volt). Poniamo:

I = valore efficace della corrente nel circuito (in ampere),

f = frequenza (in hertz; 1 Hz = 1 periodo al secondo),

$\omega = 2\pi f$,

R = resistenza globale del circuito (in ohm),

L = induttanza (in henry),

C = capacità (in farad),

Z = valore assoluto della impedenza (in ohm),

φ = angolo di sfasamento fra tensione e corrente (in radianti),

$Q = \dfrac{\omega L}{R}$ (numero puro),

Sappiamo dalla elettrotecnica generale che è:

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2},$$

$$\tan \varphi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R},$$

$$I = \frac{V}{Z} = \frac{V}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}.$$

Alle basse frequenze è $\omega L < \frac{1}{\omega C}$, $\varphi < O$ (corrente in anticipo sulla tensione); alle alte frequenze è $\omega L > \frac{1}{\omega C}$, $\varphi > O$ (tensione in anticipo sulla corrente); quando $\omega L = \frac{1}{\omega C}$, cioè $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, il circuito si dice in risonanza: in tale condizione $I_r = \frac{V}{R_r}$, $\varphi_r = 0$ (l'indice r significa «di risonanza»); a parità di tensione agente V la corrente di risonanza è la massima possibile per il dato circuito; fatto, questo, che giustifica la denominazione «a risonanza di corrente».

Come «fattore di merito» del circuito si definisce il valore $Q_r = \frac{\omega_r L}{R_r}$; poichè le cause dissipative sono, in generale, localizzate quasi tutte nella induttanza, esso è uguale praticamente a quello della bobina, che, come abbiamo visto, si mantiene pressochè costante al variare della frequenza.

Le tensioni ai morsetti della bobina e del condensatore sono rispettivamente uguali ad ωLI e ad $\frac{I}{\omega C}$; alla risonanza tali tensioni sono uguali fra loro, ed eguali a

$$\omega_r L I_r = \omega_r L \frac{V}{R_r} = Q V$$

Se quindi, ad esempio, $V = 100$ volt e $Q = 200$, la tensione ai morsetti della bobina ed a quelli del condensatore, è, alla risonanza, 20.000 volt.

Le curve che dànno l'andamento della corrente in funzione della frequenza, quando V rimane costante, si chiamano « curve di risonanza ». Nella fig. 9 ne sono rappresentate alcune, per differenti valori di Q.

Se si pone $\varepsilon = \frac{f_r - f}{f_r} = \frac{\Delta f}{f_r} = \frac{\Delta \omega}{\omega_r}$, e se $\frac{I_r}{I}$ è il rap-

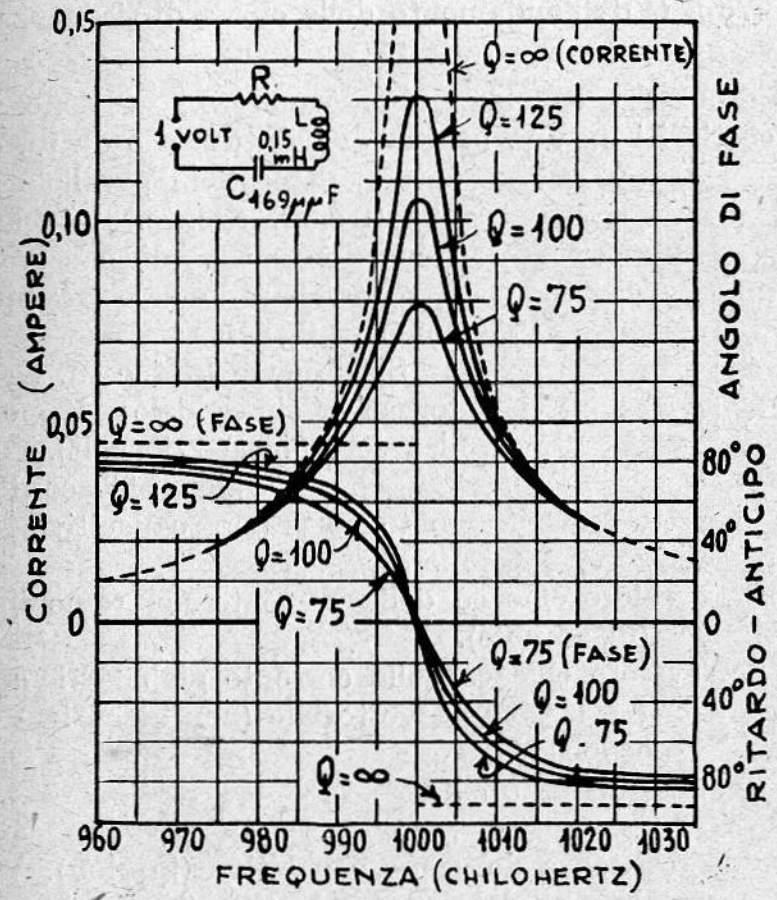


Fig. 9.

porto fra il valore della corrente alla risonanza e quello della corrente corrispondente alla frequenza f, fuori risonanza, si dimostra facilmente che, per piccoli valori di ε, tali cioè che

sia $\frac{1}{1+\varepsilon} \simeq 1 - \varepsilon$, tra $\frac{I_r}{I}$, Q ed ε esiste la relazione:

$$\frac{I_r}{I} = \sqrt{1 + 4\varepsilon^2 Q} \; ; \; Q = \frac{1}{2\varepsilon} \sqrt{\left(\frac{I_r}{I}\right)^2 - 1}$$

Queste formule permettono di prevedere l'andamento della curva di risonanza quando sia noto il Q; e, reciprocamente, di dedurre il Q dall'andamento della curva di risonanza.

2. Circuiti a risonanza di tensione. — Sono praticamente costituiti da una bobina di induttanza e da un condensatore, disposti in parallelo rispetto alla f. e m. agente. Data la inevitabile presenza di cause dissipative, possono essere rappresentati come in fig. 10.

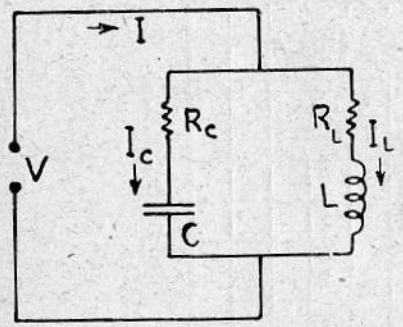


Fig. 10.

Si suppone la f. e. m. agente alternativa sinusoidale; V ne indica il valore efficace (in volt). Poniamo:

I_c = valore efficace della corrente nel ramo capacitivo (in ampere).

I_L = valore efficace della corrente nel ramo induttivo (in ampere).

I = valore efficace della corrente globale (in ampere). I è la somma vettoriale (non algebrica) della I_c e della I_L.

f = frequenza (in hertz).

$\omega = 2\pi f$

R_c = resistenza del ramo capacitivo (in ohm).

R_L = resistenza del ramo induttivo (in ohm).

$R = R_c + R_L$ = resistenza globale (in ohm).

Z_c = valore assoluto dell'impedenza del ramo capacitivo (in ohm).

Z_L = valore assoluto dell'impedenza del ramo induttivo (in ohm).

Z = valore assoluto della impedenza globale dei due rami in parallelo (in ohm).

φ_c = angolo di fase fra tensione e corrente nel ramo capacitivo (in radianti).

φ_L = angolo di fase fra tensione e corrente nel ramo induttivo (in radianti).

φ = angolo di fase fra tensione e corrente globale (in radianti).

$Q = \dfrac{\omega_r L}{R_r}$ (numero puro).

Sappiamo, dalla elettrotecnica generale, che è:

$$Z_c = \sqrt{R_c^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}\,; \quad Z_L = \sqrt{R^2{}_L + \omega^2 L^2}$$

$$Z = \frac{\sqrt{(R_c Z^2{}_L + R_L Z_c^2)^2 + \left[\left(\frac{L}{C} - R^2{}_L\right)\frac{1}{\omega C} - \left(\frac{L}{C} - R^2{}_c\right)\omega L\right]^2}}{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}$$

$$\tan \varphi_c = -\frac{1}{\omega C R_c}\,, \ (\varphi_c < 0); \quad \tan \varphi_L = \frac{\omega L}{R_L}\,, \ (\varphi_L > 0)$$

$$\tan \varphi = \frac{\left(\frac{L}{C} - R^2{}_L\right)\frac{1}{\omega C} - \left(\frac{L}{C} - R_c^2\right)\omega L}{R_c Z^2{}_L + R_L Z^2{}_c}$$

$$I_c = \frac{V}{Z_c}\,; \quad I_L = \frac{V}{Z_L}\,; \quad I = \frac{V}{Z}$$

Di solito, nelle applicazioni radiotecniche, si verificano le condizioni: $R_L \ll \omega L$; $R_c \ll \dfrac{1}{\omega C}$; $\dfrac{L}{C} \gg R^2{}_c$; $\dfrac{L}{C} \gg R^2{}_L$.

Si può scrivere perciò, con sufficiente esattezza:

$$Z = \frac{\sqrt{\left(R_c \omega^2 L^2 + \frac{R_L}{\omega^2 C^2}\right)^2 + \frac{L^2}{C^2}\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}$$

$$\tan \varphi = \frac{\frac{L}{C}\left(\frac{1}{\omega C} - \omega L\right)}{R_c \omega^2 L^2 + \frac{R_L}{\omega^2 C^2}}.$$

Alle basse frequenze il ramo induttivo offre alla corrente una via di piccola impedenza; quello capacitivo una via di grande impedenza; la corrente globale I, prevalentemente induttiva è in ritardo sulla tensione V ($\varphi > 0$). Alle alte frequenze il ramo capacitivo offre alla corrente una via di piccola impedenza; quello induttivo una via di grande impedenza; la corrente globale I, prevalentemente capacitiva, è in anticipo sulla tensione V ($\varphi < 0$). Quando $\omega L = \frac{1}{\omega C}$, cioè $\omega = \frac{1}{\sqrt{L C}}$, $f = 2 \pi \frac{1}{\sqrt{L C}}$, il circuito si dice in risonanza; in tale condizione:

$$Z_r = \frac{(R_{cr} + R_{Lr}) \frac{L}{C}}{R^2_r} = \frac{L}{C R_r}; \varphi = 0.$$

Il circuito si comporta cioè, nei riguardi della sorgente di alimentazione, come una resistenza ohmica, di valore $\frac{L}{C R_r}$. Questo valore corrisponde al massimo di Z, come funzione della frequenza; a pari corrente globale I, nella condizione di risonanza si ha dunque il massimo valore di tensione V ai capi del circuito dato; ciò giustifica la denominazione « a risonanza di tensione ».

Il valore della Z_r può anche essere posto sotto altra forma:

$$Z_r = \frac{L}{C R_r} = \frac{\omega_r L}{\omega_r C R_r} = Q \frac{1}{\omega_r C} = Q \omega_r L$$

Il valore della Z_r è cioè Q volte quello della reattanza (alla risonanza) di uno qualunque dei due rami; la corrente globale è quindi $\frac{1}{Q}$ volte la corrente in ciascuno dei due rami.

Quanto abbiamo detto mostra che è possibile costruire impedenze resistive molto elevate mediante circuiti a risonanza di tensione; impedenze resistive che, tuttavia, appariscono tali soltanto in corrispondenza del valore della frequenza di risonanza.

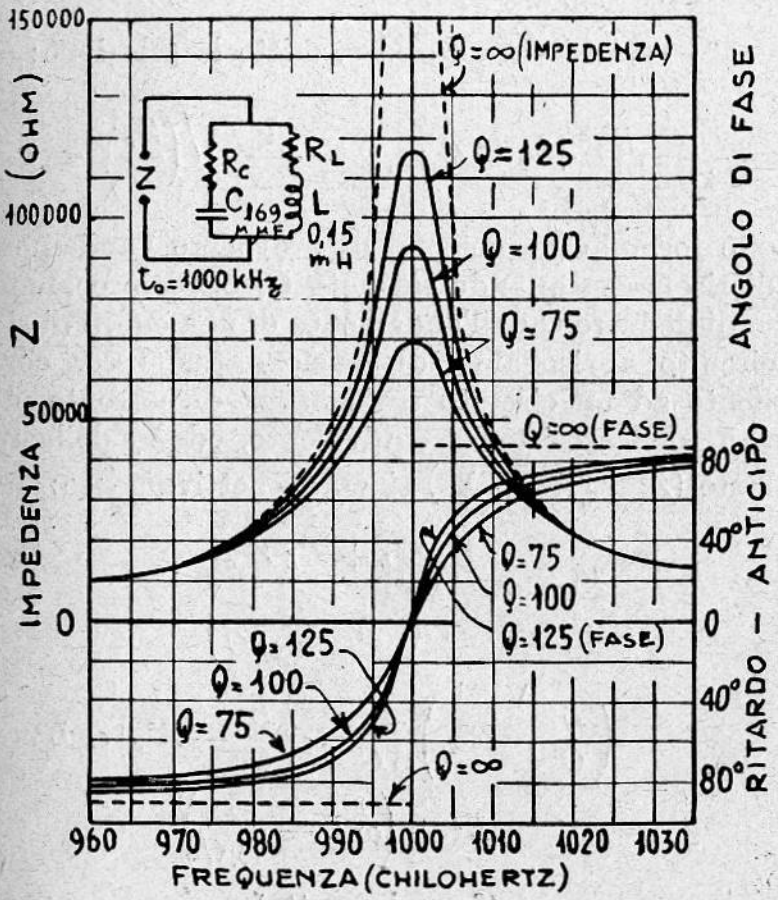


Fig. 11.

Le curve che dànno l'andamento della V in funzione della frequenza, nell'ipotesi che la I rimanga costante, si chiamano « curve di risonanza ». Nella fig. 11 ne sono rappresentate alcune, per differenti valori di Q; invece di porre in ordinata la V, vi si è posta la Z (uguale a V/I), il che equivale, dato che I è supposta costante, ad un semplice cambiamento di scala.

Se poniamo $\varepsilon = \frac{f_r - f}{f_r} = \frac{\Delta f}{f_r} = \frac{\Delta \omega}{\omega_r}$, e se $\frac{Z_r}{Z}$ è il rapporto fra il valore della impedenza alla risonanza, e quello della Z corrispondente alla frequenza f, fuori risonanza, si dimostra facilmente che, per piccoli valori di ε, tali cioè che sia $\frac{1}{1+\varepsilon} \simeq 1 - \varepsilon$, tra $\frac{Z_r}{Z}$, Q, ed ε, esiste la relazione:

$$\frac{Z_r}{Z} = \sqrt{1 + 4\,\varepsilon^2\,Q}\,; \quad Q = \frac{1}{2\,\varepsilon}\sqrt{\left(\frac{Z_r}{Z}\right)^2 - 1}$$

Queste formule permettono di prevedere l'andamento delle curve di risonanza quando sia noto Q; e, reciprocamente, permettono di dedurre Q dall'andamento di una curva di risonanza.

Il circuito a risonanza di tensione può esser considerato equipollente ad un circuito a risonanza di corrente, nel quale i valori R_e della resistenza equivalente, ed X_e della reattanza equivalente $\left(Z = \sqrt{R^2 + X^2}\right)$ siano, rispettivamente:

$$R_e = \frac{R_c\,Z^2{}_L + R_L\,Z^2{}_c}{R^2 + \left(\omega\,L - \frac{1}{\omega\,C}\right)^2}\,;$$

$$X_e = \frac{\left(\frac{L}{C} - R^2{}_L\right)\frac{1}{\omega\,C} - \left(\frac{L}{C} - R^2{}_c\right)\omega\,L}{R^2 + \left(\omega\,L - \frac{1}{\omega\,C}\right)^2}$$

(formule esatte)

oppure

$$R_e = \frac{R_c\,\omega^2\,L^2 + \frac{R_L}{\omega^2\,C^2}}{R^2 + \left(\omega\,L - \frac{1}{\omega\,C}\right)^2}\,; \quad X_e = \frac{\frac{L}{C}\left(\frac{1}{\omega\,C} - \omega\,L\right)}{R^2 + \left(\omega\,L - \frac{1}{\omega\,C}\right)^2}$$

(formule approssimate)

Nella fig. 12 sono riportate alcune curve di R_e ed X_e per differenti valori di Q.

In qualche caso si verifica che R_L non può esser trascurata di fronte ad ωL (Q inferiore a circa 10); non è allora lecito usare le formule approssimate relative a Z e a $\tan \varphi \left(\tan \varphi = \frac{X}{R}\right)$, e bisogna ricorrere a quelle complete; tuttavia, se $\frac{R_L}{\omega L}$ e $\omega C R_c$ sono approssimativamente uguali, l'errore che si commette usando le formule approssimate è molto piccolo. La differenza di comportamento, più apprezzabile agli effetti pratici, consiste nel fatto che al massimo valore di impedenza non corrisponde il valor nullo di φ: esiste fra le due condizioni uno sfasamento, tanto più grande, quanto più ci si allontana dalle condizioni poste per la applicabilità delle formule ridotte.

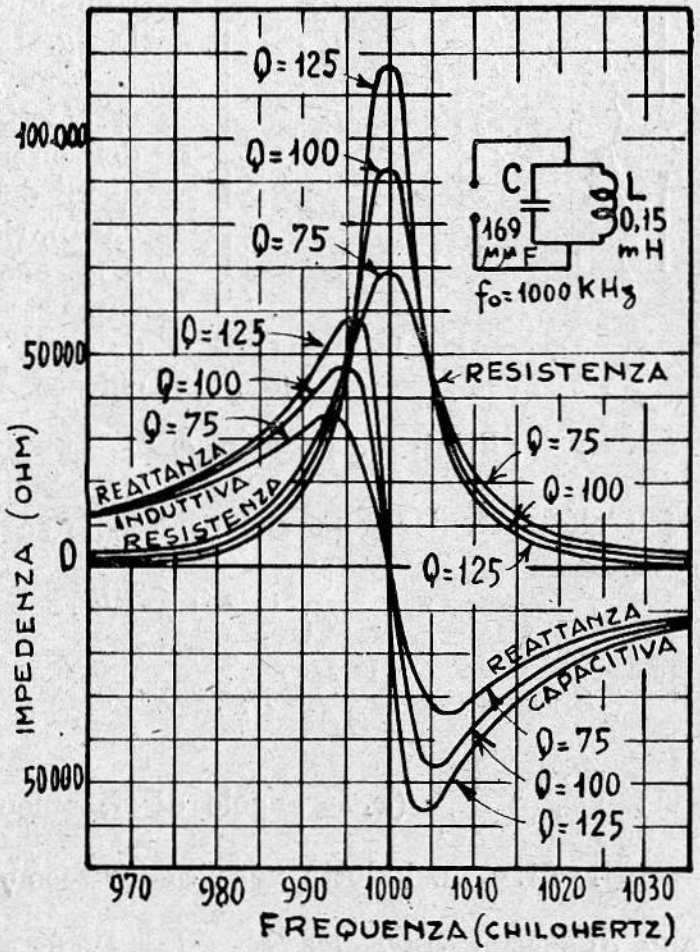


Fig. 12.

3. Circuiti accoppiati. — I sistemi di circuiti accoppiati, per il più gran numero di elementi, sui quali il progettista e l'operatore possono influire,

presentano maggiori possibilità di un circuito unico; sono perciò assai usati nella radiotecnica.

L'accoppiamento può essere resistivo (o galvanico), capacitivo, induttivo, o misto, a seconda che i circuiti hanno in comune una resistenza, una capacità, una induttanza (semplice o mutua), oppure un insieme di tali elementi.

Il metodo di studio è comune per tutti i casi; ci limiteremo a considerare lo schema più comune: quello indicato nella fig. 13.

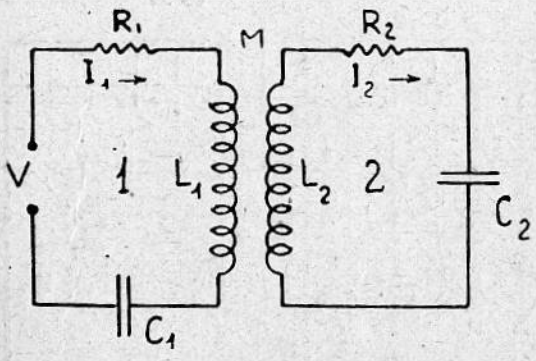


Fig. 13.

Con gli indici 1 e 2 si caratterizzano gli elementi del circuito 1 (primario) e quelli del circuito 2 (secondario), rispettivamente. La f. e. m. agente (nel primario) è supposta alternativa sinusoidale; V ne indica il valore efficace. Poniamo:

$$Z_i = \sqrt{R_i^2 + X_i^2}\ ; \quad X_i = \omega L_i - \frac{1}{\omega C_i}\ ; \quad (i = 1, 2)$$

L'elettrotecnica generale fornisce le seguenti relazioni:

$$I_1 = \frac{V}{Z'_1}\ ; \quad Z'_1 = \sqrt{R'^2_1 + X'^2_1}$$

$$R'_1 = R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} R_2\ ; \quad X'_1 = X_1 - \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} X_2$$

$$\tan \varphi_1 = \frac{X'_1}{R'_1} \quad (\varphi_1 = \text{angolo di sfasamento fra } V \text{ ed } I_1)$$

$$E_2 = \text{f. e. m. indotta nel circuito secondario} = \omega M I_1$$

$$\text{ang. di sfasam. fra } I_1 \text{ ed } E_2 = \frac{\pi}{2} \left(E_2 \text{ in ritardo di } \frac{\pi}{2} \text{ su } I_1 \right)$$

$$I_2 = \frac{E_2}{Z_2} = \frac{\omega M I_1}{Z_2} = \frac{\omega M V}{Z'_1 Z_2} =$$

$$= \frac{\omega M V}{\sqrt{Z_1^2 Z_2^2 + \omega^4 M^4 + 2 \omega^2 M^2 (R_1 R_2 - X_1 X_2)}}$$

$\tan \varphi_2 = \frac{X_2}{R_2}$ (φ_2 = angolo di sfasamento fra E_2 e I_2).

In altri termini:

La corrente I_1 si calcola come nel caso del circuito a risonanza di corrente, introducendo però la Z'_1 al posto della Z_1: la presenza del secondario accresce cioè la resistenza primaria R_1 della quantità $\frac{\omega^2 M^2}{Z^2_2} R_2$, che misura l'altitudine dissipativa del secondario stesso; e aggiunge alla reattanza primaria X_1 il termine $-\frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} X_2$, che può essere positivo o negativo, a seconda che è negativa (capacitiva) o positiva (induttiva) la X_2.

La corrente secondaria I_2 si calcola come per un circuito a risonanza di corrente, avente impedenza Z_2, nel quale agisca una f. e. m. $E_2 = \omega M I_1$.

Mediante le formule date per I_1 e per I_2, si possono tracciare le curve di risonanza. Il caso che maggiormente interessa è quello nel quale i due circuiti sono accordati sulla stessa frequenza; in cui cioè $L_1 C_1 = L_2 C_2$ (pulsazione di risonanza $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$). Ponendo, come già abbiamo fatto per i circuiti isolati, $\varepsilon = \frac{\Delta f}{f_r} = \frac{\Delta \omega}{\omega_r}$; ricordando che è: k = coefficiente di accoppiamento $= \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$, $Q_1 = \frac{\omega L_1}{R_1}$, $Q_2 = \frac{\omega L_2}{R_2}$; e supponendo ε così piccolo da poter scrivere $\frac{1}{1+\varepsilon} \simeq 1 - \varepsilon$, si ricavano per I_1 e per I_2 le espressioni *approssimate*:

$$I_1 = \frac{V}{\omega_r L_1} \sqrt{\frac{\frac{1}{Q_2^2} + 4\varepsilon^2}{16\varepsilon^4 + 4\varepsilon^2\left(\frac{1}{Q_1^2} + \frac{1}{Q_2^2} - 2k^2\right) + \left(\frac{1}{Q_1 Q_2} + k^2\right)^2}}$$

$$I_2 = \frac{V\,k}{\omega_r \sqrt{L_1 L_2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{16\varepsilon^4 + 4\varepsilon^2\left(\frac{1}{Q_2^2} + \frac{1}{Q_1^2} - 2k^2\right) + \left(\frac{1}{Q_1 Q_2} + k^2\right)^2}}$$

che assumono forma più semplice quando sia, come spesso accade nella pratica, $Q_1 = Q_2 = Q$. Nella fig. 14 sono tracciate curve di risonanza, relative appunto a questo caso, per differenti valori di k.

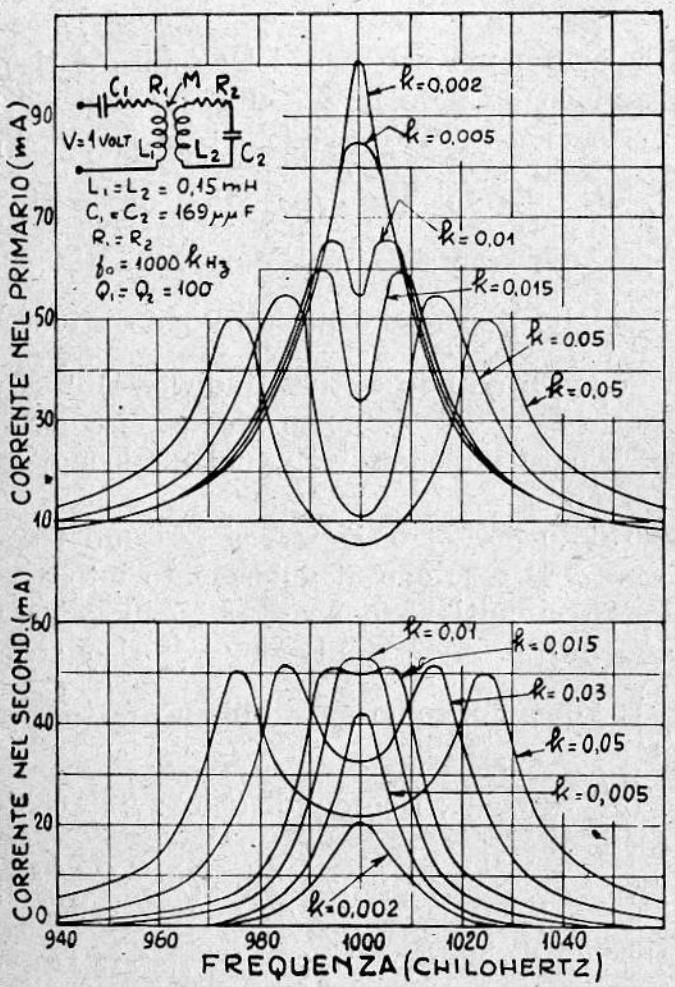


Fig. 14.

La curva di risonanza della I_1 ha la forma di quella di un circuito a risonanza di corrente, fino a quando il coefficiente di accoppiamento k è minore di circa 0,5 $\frac{1}{Q}$; poi presenta due massimi, che vanno diminuendo e allontanandosi, a mano a mano che k cresce.

Similmente, la curva di risonanza della I_2 ha la forma di quella di un circuito a risonanza di corrente, con un massimo uguale a $\frac{V}{\omega_r \sqrt{L_1 L_2}} \cdot \frac{k}{k^2 + \frac{1}{Q^2}}$ in corrispondenza della frequenza di

risonanza, fino a quando il coefficiente di accoppiamento k si mantiene minore di $\frac{1}{Q}$; poi presenta due massimi, il cui valore rimane costante, ed uguale a $\frac{V}{\omega_r \sqrt{L_1 L_2}} \cdot \frac{2}{Q}$, per $\varepsilon = \pm \frac{1}{2} \sqrt{k^2 - \frac{1}{Q^2}}$, ed un minimo, di valore $\frac{V}{\omega_r \sqrt{L_1 L_2}} \cdot \frac{k}{k^2 + \frac{1}{Q^2}}$, in corrispondenza della frequenza di risonanza ($\varepsilon = o$).

I valori di k, per i quali le curve di risonanza cambiano andamento, si chiamano « critici »; essi sono piccoli con i normali circuiti usati nella radiotecnica: con $Q = 100$, essi sono, rispettivamente, 0,005 e 0,01 per I_1 e per I_2.

Quando $Q_1 \neq Q_2$, le conclusioni e le formule esposte valgono ancora, ove si ponga $\sqrt{Q_1 Q_2}$ (media geometrica di Q_1 e Q_2) al posto di Q.

Un effetto analogo a quello che si ha variando l'accoppiamento fra due circuiti accordati sulla stessa frequenza, si ottiene mantenendo invariato il k, e disaccordando simmetricamente il primario e il secondario.

Una delle più comuni applicazioni dei sistemi di circuiti accoppiati nella radiotecnica è quella che va sotto il nome di « filtro di banda ».

Come vedremo in seguito, una oscillazione di alta frequenza f, modulata in ampiezza, corrisponde ad un insieme di oscillazioni, aventi frequenze comprese nella banda che ha per estremi $f - F_{max}$ ed $f + F_{max}$, dove con F_{max} si indica la più alta fra le frequenze delle oscillazioni semplici, nelle quali può scomporsi (serie di Fourier) la grandezza modulante. Interessa, in molti casi, che le frequenze comprese in tale banda abbiano trattamento per quanto possibile uniforme, e di favore rispetto alle frequenze al di fuori degli estremi.

L'esame della fig. 14 mostra che, scegliendo opportunamente i valori delle costanti dei circuiti, e del coefficiente di

accoppiamento k, il complesso di due circuiti accoppiati induttivamente, ed accordati sulla frequenza f, può corrispondere assai bene allo scopo; meglio assai, in ogni caso, del circuito unico, che, come si rileva dall'esame delle figg. 9 e 11, favorisce troppo un ristretto gruppo di frequenze (Q elevati), o presenta scarse qualità selettive (Q bassi).

Si può dimostrare che le condizioni che occorre soddisfare, per ottenere buoni risultati pratici, sono:

$$k = \frac{\text{larghezza della banda passante}}{\text{frequenza di accordo dei due circuiti}} = \frac{2\,F_{max}}{f_r}$$

$$\sqrt{Q_1\,Q_2} = \frac{1{,}5}{k} \text{ (se i due circuiti hanno } Q \text{ differenti)}$$

$$Q = \frac{1{,}5}{k} \text{ (se i due circuiti hanno eguali } Q\text{).}$$

La prima formula permette di calcolare il valore di k, che, evidentemente, deve essere tanto più grande quanto più appiattita deve essere la curva di risonanza; cioè (a pari valore di f_r) quanto più estesa è la banda di frequenze che interessa.

Le altre due formule indicano il miglior valore per Q; che, evidentemente, non può essere troppo basso, se si vogliono conseguire buoni effetti selettivi; nè troppo alto, se si vuole che non risulti eccessivo l'insellamento della curva in corrispondenza della f_r, cioè non troppo accentuata la disuniformità di trattamento delle frequenze che compongono la banda. A pari frequenza d'accordo f_r, Q (valore comune, o media geometrica dei Q dei due circuiti) risulta inversamente proporzionale alla larghezza della banda passante.

In molti filtri di banda, l'elemento che si utilizza è la tensione V_2 ai capi del condensatore secondario; abbiamo visto che, quando $k > \frac{1}{Q}$, il valore approssimativo dei massimi (costanti) di I_2 è $\frac{V}{\omega_r \sqrt{L_1\,L_2}} \cdot \frac{Q}{2}$; il valore massimo di V_2 è dun-

que uguale ad $\frac{I_2}{\omega_r C_2} = \omega_r L_2 I_2 = V \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{Q}{2}$; uguale cioè a circa $V \frac{Q}{2}$, se $L_1 = L_2$. Se ricordiamo quanto si è detto nel § 1, a proposito del circuito a risonanza di corrente, si vede dunque che la tensione massima ai capi del condensatore del secondario è all'incirca metà di quella che, a pari f. e. m. agente, si misura ai capi del condensatore del circuito unico, avente lo stesso Q dei due circuiti accoppiati.

Per ottenere una maggiore uniformità di trattamento delle frequenze che interessano, si usa talvolta combinare il filtro di banda con un circuito a risonanza di corrente, accordato sulla stessa frequenza: facendo il Q del circuito isolato uguale a circa la metà del Q dei circuiti accoppiati, la cuspide della curva di risonanza di quello compensa assai bene l'insellamento della curva di risonanza dell'insieme di questi.

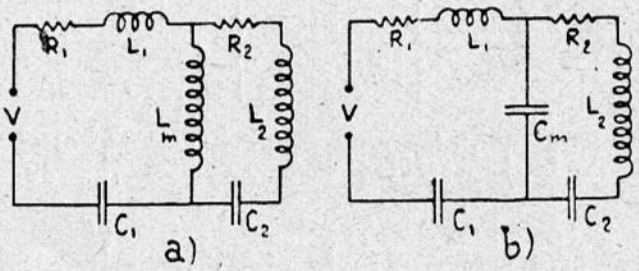


Fig. 15.

Altri due tipi di filtri di banda, abbastanza in uso, sono quelli rappresentati nelle figg. 15 *a* (accoppiamento diretto) e 15 *b* (accoppiamento capacitivo). Il loro comportamento non differisce sensibilmente da quello del filtro già studiato; il coefficiente di accoppiamento è, nei due casi:

$$k = \frac{L_m}{\sqrt{(L_1 + L_m)\ (L_2 + L_m)}}$$

$$k = \sqrt{\frac{C_1\, C_2}{(C_1 + C_m)\ (C_2 + C_m)}}$$

È interessante osservare che, se si cambia la frequenza comune di accordo dei due circuiti mediante variazione delle capacità C_1 e C_2, nel caso delle figg. 13 e 15 *a* il valore di k rimane immutato; in quello della fig. 15 *b*, invece, k risulta m

dificato in senso inverso ad f_r. Poichè, come abbiamo visto, l'ampiezza della banda passante è uguale al prodotto di k per f_r, l'accoppiamento capacitivo può risultare utile quando si voglia conservare inalterata l'ampiezza della banda passante, al variare di f_r.

4. Circuiti a catena (filtri). — Il problema di favorire o di ostacolare il passaggio, attraverso un determinato tratto di circuito, di correnti alternative sinusoidali la cui frequenza sia compresa entro una definita banda continua, può in molti casi, essere risolto in maniera praticamente soddisfacente, mediante sistemi di circuiti a catena (filtri elettrici), dei quali il « filtro di banda », studiato nel paragrafo precedente, costituisce un caso particolare.

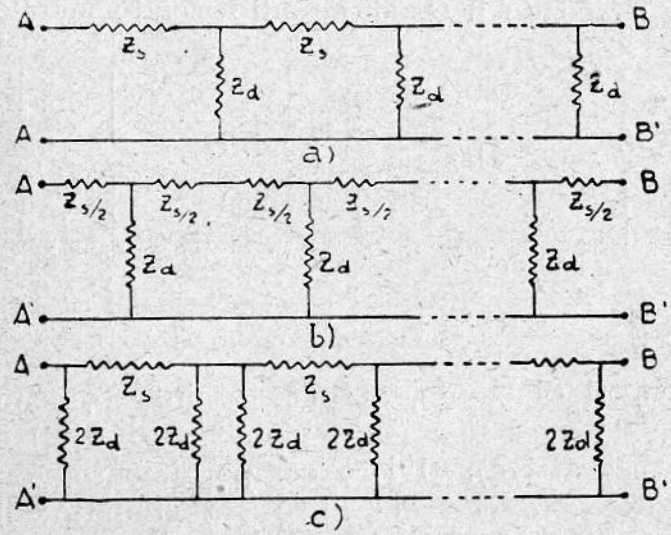


Fig. 16.

Si tratta di circuiti del tipo di quello rappresentato nella fig. 16 *a*, ove le z_s (impedenze in serie, tutte uguali fra loro) e le z_d (impedenze in derivazione, tutte uguali fra loro) rappresentano impedenze generiche complesse, che debbono essere determinate in funzione dei compiti assegnati al filtro.

Giova ricordare che, nello studio delle grandezze alternative, l'elettrotecnica si vale utilmente dei metodi del calcolo vettoriale, assimilando correnti e tensioni alternative sinusoidali, di frequenza f, a vettori rotanti con velocità angolare ω ($\omega = 2\pi f$), in modo che il valore istantaneo risulti definito dalla proiezione sopra un asse complanare fisso di riferimento, e

prescindendo dal moto di rotazione comune per la ricerca delle relazioni fra correnti e tensioni di pari frequenza.

In tale procedimento, le impedenze risultano assimilate a « operatori vettoriali », in generale complessi, del tipo $z = R + jX$, di cui il simbolo R (parte reale) rappresenta la resistenza ohmica, e il simbolo X (parte immaginaria) rappresenta la reattanza. La legge di ohm, applicata ad un tratto di circuito avente impedenza z, stabilisce la relazione $\bar{I} = \frac{\bar{V}}{z}$ fra la corrente $\bar{I}$ che lo percorre e la tensione $\bar{V}$ che lo alimenta; $\bar{I}$ risulta così un vettore, avente ampiezza $I = \frac{V}{Z}$ (V = ampiezza del vettore $\bar{V}$; Z = valore assoluto di $z = \sqrt{R^2 + X^2}$), sfasato rispetto al vettore $\bar{V}$ di un angolo φ dato da $\tan \varphi = \frac{X}{R}$; alla X si assegna il segno più quando è induttiva, il segno meno quando è capacitiva; φ è positivo quando rappresenta un ritardo della corrente sulla tensione, negativo quando rappresenta invece un anticipo della corrente sulla tensione. Una impedenza costituita da sola resistenza ($X = 0$) determina identità di fase fra tensione e corrente ($\tan \varphi = 0$; $\varphi = 0$); una impedenza costituita da sola reattanza ($R = 0$) determina uno sfasamento di $\pm \frac{\pi}{2}$ fra tensione e corrente ($\tan \varphi = \pm \infty$; $\varphi = \pm \frac{\pi}{2}$); una impedenza costituita da resistenza e reattanza determina uno sfasamento fra tensione e corrente compreso fra $-\frac{\pi}{2}$ e $+\frac{\pi}{2}$ (estremi esclusi).

Di solito, affinchè si possano usare indifferentemente le coppie di morsetti $A\,A'$ e $B\,B'$ per applicarvi la sorgente alimentatrice o il tratto di circuito utente, si usa dare al filtro una delle due forme simmetriche rappresentate nella fig. 16 *b* (filtro a T) e nella fig. 16 *c* (filtro a π).

Sia z_u l'impedenza del circuito di utilizzazione; invece di connetterla direttamente ai morsetti AB della sorgente di

alimentazione, colleghiamovela attraverso un elemento di filtro (detto anche « cellula ») (fig. 17); affinchè l'introduzione dell'elemento di filtro non alteri le condizioni del rimanente circuito (a monte dei morsetti AB), occorre che l'impedenza complessiva dell'elemento di filtro e del circuito utente sia ancora uguale a z_u. Quando tale condizione (ideale) è verificata, si dice che z_u è « l'impedenza caratteristica », o « iterativa » del filtro: iterativa perchè è l'impedenza che « si ripete » qualunque sia il numero di elementi che si inseriscono fra la sorgente ed il circuito utilizzatore.

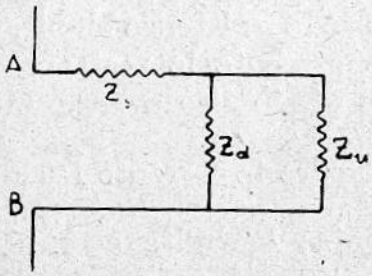


Fig. 17.

Se z_s e z_d sono reattanze pure, e se con X_s e X_d se ne indicano i valori assoluti, si dimostra che, quando l'impedenza z_u dell'utente è uguale all'impedenza caratteristica del filtro, passano senza attenuazione tutte le correnti la cui frequenza è tale da soddisfare la relazione:

$$-4 < \frac{X_s}{X_d} < 0$$

e vengono invece attenuate tutte le correnti la cui frequenza non soddisfa la relazione stessa (si ricordi che le reattanze sono funzioni della frequenza). Con un conveniente numero di elementi di filtro, l'attenuazione può raggiungere il valore che si desidera.

Ecco alcuni esempi particolarmente semplici:

1°. – Filtro « passa basso » (fig. 18). Passano liberamente tutte le correnti che hanno frequenza minore di $\frac{1}{\pi\sqrt{LC}}$.

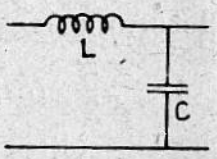


Fig. 18.

2.° – Filtro « passa alto » (fig. 19). Passano liberamente tutte le correnti che hanno frequenza maggiore di $\frac{1}{4\pi\sqrt{LC}}$.

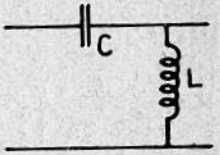


Fig. 19.

3.º – Filtro «passa banda» (fig. 20). Passano liberamente tutte le correnti che hanno frequenza compresa fra

$$\frac{0{,}41}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{e} \quad \frac{2{,}42}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

4.º – Filtro «eliminatore di banda» (fig. 21). Passano liberamente tutte le correnti che hanno frequenza minore di $\frac{0{,}78}{2\pi\sqrt{LC}}$, oppure maggiore di $\frac{1{,}28}{2\pi\sqrt{LC}}$.

Abbiamo supposto z_s e z_d reattanze pure, e ciò non è praticamente realizzabile; è poi impossibile «costruire» una impedenza z_u, che corrisponda a quella caratteristica del filtro *entro tutta una gamma continua di frequenze*. In pratica ci si accontenta, perciò, di limitare quanto è possibile le perdite nelle z_s e nelle z_d, e si fa in modo che la z_u corrisponda alla impedenza caratteristica del filtro *per un particolare valore della frequenza* (spesso la media aritmetica o la media geometrica delle frequenze limite); ci si deve quindi aspettare che il comportamento del filtro reale differisca alquanto da quello previsto con le considerazioni teoriche semplificate, che abbiamo riassunto.

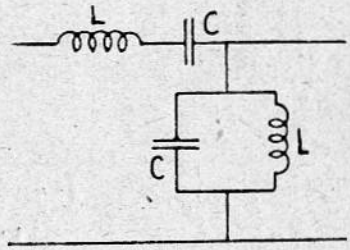


Fig. 20.

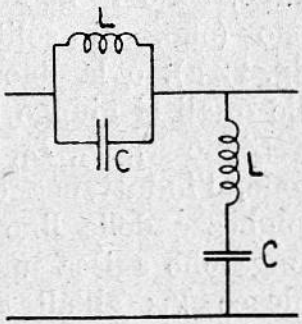


Fig. 21.

I tipi semplici di filtro, considerati nei quattro esempi di cui sopra, non sono i più usati: vengono di solito preferiti tipi più complessi, che presentano il vantaggio di una maggiore disuniformità di trattamento, nell'intorno delle frequenze limite, fra correnti da favorire e correnti da ostacolare. Nei manuali specializzati si trovano gli schemi e le formule ad essi relative (vedi, ad es., *Manuale Colombo*, ed. 1939, pagg. 1274-1277).

5. Circuiti a costanti distribuite (linee). — Nei circuiti considerati finora, abbiamo sempre supposto che le costanti (resistenza, induttanza, capacità) fossero localizzate, « concentrate », in particolari tratti. Dobbiamo ora occuparci di circuiti, pure diffusi nelle applicazioni radiotecniche (linee, antenne), nei quali le costanti stesse sono distribuite. Per semplicità, considereremo soltanto il caso in cui la distribuzione sia uniforme; ad esso possono riportarsi, con adattamenti di solito semplici, quelli di distribuzioni non uniformi, dei tipi che si incontrano nella pratica.

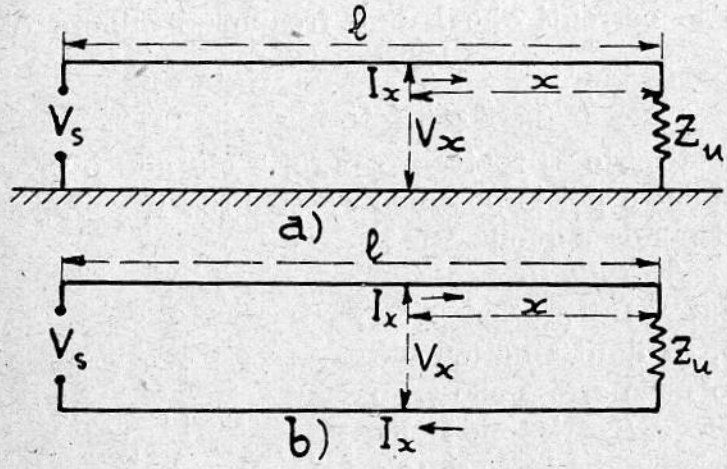


Fig. 22.

I due circuiti più semplici, a costanti uniformemente distribuite, di uso comune, sono la linea unifilare disposta parallelamente al terreno (che, di solito, viene supposto perfetto conduttore) (fig. 22 *a*), e la linea bifilare isolata (fig. 22 *b*). Le conclusioni alle quali si giunge sono comuni ad ambedue.

Siano R_1, G_1, L_1, C_1, la resistenza, la conduttanza di dispersione, l'induttanza e la capacità *per unità di lunghezza*; l la lunghezza della linea. Ad una delle estremità ($x = l$) si supponga che agisca una f. e. m. alternativa sinusoidale, di valore efficace V_s; all'altra estremità ($x = o$) si supponga connessa una impedenza $z_u = R_u + jX_u$ (valore assoluto $Z_u = \sqrt{R_u^2 + X_u^2}$).

Lo studio teorico conduce ai seguenti risultati:

La tensione e la corrente, v_x ed i_x, in un punto generico di coordinata x ($o \leq x \leq l$), sono alternative sinusoidali. La forma che assumono le espressioni della v_x e della i_x è del tipo:

$$F_1 (x - at) + F_2 (x + at)$$

caratteristico dei fenomeni di propagazione; F_1 ed F_2 sono simboli generici di « funzione ». Tanto v_x quanto i_x sono somma di due « onde », che si propagano lungo la linea, l'una nel senso delle x crescenti, l'altra nel senso delle x decrescenti con velocità a. La velocità a (velocità di fase) è sensibilmente uguale ad $\frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$; a parità di altre condizioni, ne differisce tanto meno quanto più piccole sono le cause dissipative (R_1, G_1). Il valore $a \cong \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$, nei casi pratici, è sensibilmente uguale alla velocità della luce.

La distanza minima fra due punti distinti della linea, nei quali, in un dato istante, la v (o la i) ha la stessa fase (ad es massima in un certo senso), si chiama lunghezza d'onda, e si indica col simbolo λ. La lunghezza d'onda è legata alla frequenza f, ed alla pulsazione ω della f. e. m. agente, dalle relazioni:

$$\lambda = \frac{a}{f} = \frac{2\pi a}{\omega}$$

In via approssimativa, è dunque

$$\lambda = \frac{1}{f\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{L_1 C_1}}$$

Le grandezze che caratterizzano un circuito del tipo in esame sono:

a) La « impedenza caratteristica »:

$$z_o = R_o + jX_o = \sqrt{\frac{R_1 + j\omega L_1}{G_1 + j\omega C_1}}\ ; \quad Z_o = |z_o| = \sqrt{R_o^2 + X_o^2}$$

b) La « costante di propagazione »:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R_1 + j\omega L_1)\ (G_1 + j\omega C_1)}$$

c) La « costante di attenuazione »:

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sqrt{(R_1^2 + \omega^2 L_1^2)\ (G_1^2 + \omega^2 C_1^2)} + G_1 R_1 - \omega^2 L_1 C_1}$$

d) La « costante di fase »:

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sqrt{(R_1^2 + \omega^2 L_1^2)(G_1^2 + \omega^2 C_1^2)} - G_1 R_1 + \omega^2 L_1 C_1}$$

Quando, come accade in molte applicazioni radiotecniche, R_1 e G_1 possono essere trascurati, rispettivamente, di fronte ad ωL_1 e ad ωC_1, si ha:

$$z_o = Z_o \text{ (reale)} = R_o = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$\gamma = \text{(immaginario)} = j\,\omega \sqrt{L_1 C_1}$$

$$\alpha = o$$

$$\beta = \omega \sqrt{L_1 C_1}$$

$$\lambda = \frac{1}{f \sqrt{L_1 C_1}} \text{ (esattamente).}$$

I valori efficaci V_x ed I_x della v_x e della i_x in un punto generico di coordinata x, possono esser calcolati, con l'aiuto di tavole delle funzioni iperboliche (senh, cosh, tanh) e delle funzioni trigonometriche (sen, cos, tan), mediante le formule:

$$V_x = V_s \sqrt{\frac{\cosh(2\alpha x + \psi) + \cos(2\beta x + \varphi)}{\cosh(2\alpha l + \psi) + \cos(2\beta l + \varphi)}}$$

$$I_x = \frac{V_s}{Z_o} \sqrt{\frac{\cosh(2\alpha x + \psi) - \cos(2\beta x + \varphi)}{\cosh(2\alpha l + \psi) + \cos(2\beta l + \varphi)}}$$

Il valore assoluto Z_x della impedenza z_x in un punto x generico (rapporto fra V_x ed I_x) è dato da:

$$Z_x = Z_o \sqrt{\frac{\cosh(2\alpha x + \psi) + \cos(2\beta x + \varphi)}{\cosh(2\alpha x + \psi) - \cos(2\beta x + \varphi)}}$$

In queste formule:

$$\psi = \text{arc tan}\, \frac{2(R_o R_u + X_o X_u)}{Z_o^2 + Z_u^2}\,; \quad \varphi = \text{arc tan}\, \frac{2(R_u X_o - R_o X_u}{Z_u^2 - Z_o^2}$$

L'angolo di fase Θ_x fra la tensione e la corrente nel punto x è dato da:

$$\Theta_x = \delta_o + \delta_x \qquad \delta_o = \text{arc tan}\, \frac{X_o}{R_o}\,;$$

$$\delta_x = \text{arc tan} \frac{2\,(R_o\,X_u - R_u\,X_o)\cos 2\,\beta\,x + (Z_o^2 - Z_u^2)\,\text{sen}\,2\,\beta\,x}{2\,(R_o\,R_u + X_o\,X_u)\cosh 2\,\alpha\,x + (Z_o^2 + Z_u^2)\,\text{senh}\,2\,\alpha\,x}$$

Nelle formule che dànno V_x, I_x, Z_x e Θ_x figurano alcune costanti rispetto ad x (V_s, R_o, R_u, X_o, X_u, Z_o, Z_u, ψ, φ), due funzioni non periodiche di x (senh $2\alpha x$, cosh $2\alpha x$), e due funzioni periodiche di x (sen $2\beta x$, cos $2\beta x$; periodo $2\beta x = 2\pi$, cioè $x = \frac{\pi}{\beta}$); possiamo quindi prevedere, per le grandezze funzioni della x, che ci interessano, un andamento « pseudo-periodico », di pseudo-periodo $\frac{\pi}{\beta}$: vi saranno cioè dei punti di massimo (ventri) per la tensione, la corrente e la impedenza; dei punti di minimo (nodi), e la distanza fra un massimo (minimo) e i due minimi (massimi) contigui, sarà all'incirca uguale a $\frac{\pi}{2\,\beta}$. Nella maggior parte dei casi pratici che interessano la radiotecnica, trattandosi di linee brevi e ben costruite, alimentate da tensioni ad alta frequenza, R_1 e G_1 sono molto piccole di fronte ad ωL_1 e ad ωC_1, rispettivamente (può fare eccezione, come vedremo in seguito, il caso delle antenne, per le quali, oltre alle resistenze dissipative, dovremo considerare quella – utile – di radiazione); posto allora $\alpha = o$, la periodicità di cui sopra diviene effettiva, ed il valore del periodo, per essere $\beta = 2\,\pi\,f\sqrt{L_1\,C_1}$, diviene uguale a $\frac{1}{2\,f\sqrt{L_1\,C_1}}$ cioè uguale a $\frac{\lambda}{2}$.

Per avere un'idea più concreta dell'andamento dei fenomeni, considereremo alcuni casi particolari del caso limite della linea senza perdite ($R_1 = O$; $G_1 = O$); almeno qualitativamente, il comportamento della linea con lievi perdite ($R_1 \neq O$, ma piccolo; $G_1 = 0$) ne differisce assai poco.

a) *Linea chiusa in corto circuito* ($z_u = o$).

V_x ed I_x hanno andamento sinusoidale (fig. 23 *a*). V_x è nulla per $x = 2\,k\,\frac{\lambda}{4}$ ($k = 0, 1, 2, \ldots$); è massima ed uguale a

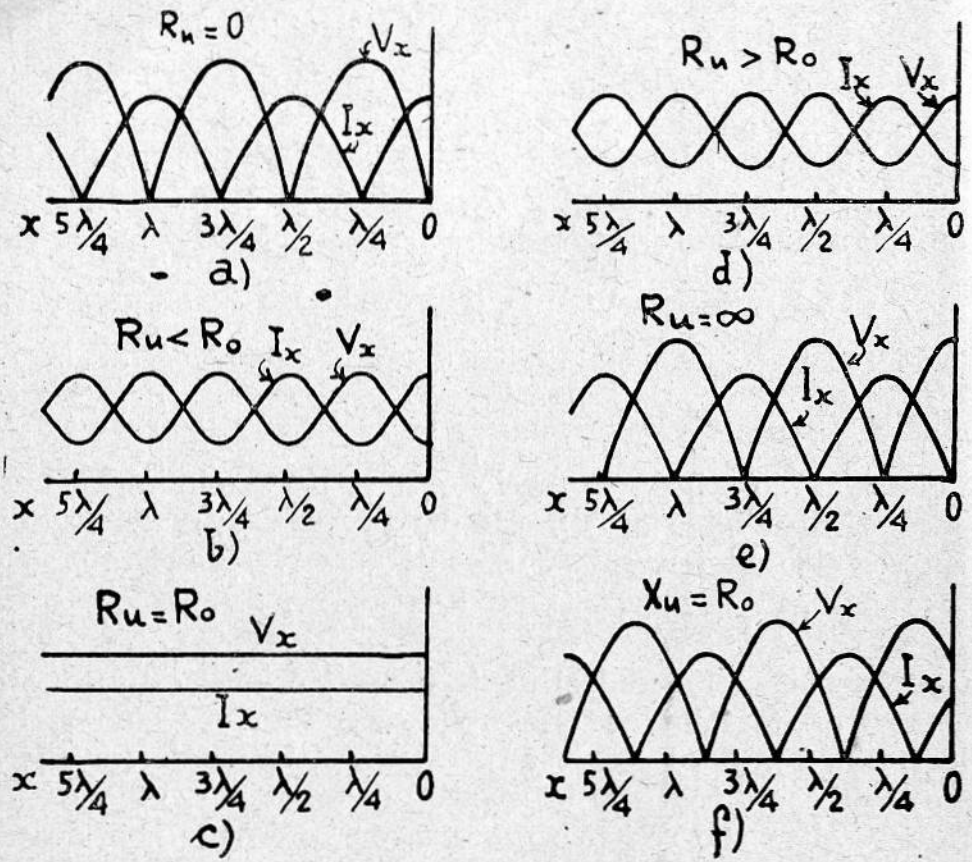


Fig. 23.

$\dfrac{V_s}{\left| \operatorname{sen} 2\pi \dfrac{l}{\lambda} \right|}$ per $x = (2k+1)\dfrac{\lambda}{4}$. I_x è massima, ed uguale a $\dfrac{V_s}{R_o \left| \operatorname{sen} 2\pi \dfrac{l}{\lambda} \right|}$, per $x = 2k\dfrac{\lambda}{4}$; è nulla per $x = (2k+1)\dfrac{\lambda}{4}$;

Z_x è nulla per $x = 2k\dfrac{\lambda}{4}$; infinitamente grande per $x = (2k+1)\dfrac{\lambda}{4}$.

$\Theta_x = 0$ nei nodi e nei ventri di tensione e di corrente ($x = k\dfrac{\lambda}{4}$);

è uguale a $+\dfrac{\pi}{2}$ (corrente in ritardo di $\dfrac{\pi}{2}$ sulla tensione) per

$2k\frac{\lambda}{4} < x < (2k+1)\frac{\lambda}{4}$; è uguale a $-\frac{\pi}{2}$ (corrente in anticipo di $\frac{\pi}{2}$ sulla tensione) per $(2k+1)\frac{\lambda}{4} < x < (2k+2)\frac{\lambda}{4}$.

b) *Linea chiusa sopra una resistenza pura* ($z_u = R_u$) *di valore inferiore alla impedenza* (*resistenza*) *caratteristica della linea* ($R_u < R_o$).

V_x ed I_x hanno andamento sinusoidale (fig. 23 *b*). V_x è minima, ed uguale a $V_s\frac{R_u}{R}\left(R=\sqrt{R_o^2\,\mathrm{sen}^2\,2\pi\frac{l}{\lambda}+R_u^2\cos^2 2\pi\frac{l}{\lambda}}\right)$ per $x=2k\frac{\lambda}{4}$; è massima, ed uguale a $V_s\frac{R_o}{R}$, per $x=(2k+1)\frac{\lambda}{4}$. I_x è massima, ed uguale $\frac{V_s}{R}$, per $x=2k\frac{\lambda}{4}$; è minima, ed uguale a $V_s\frac{R_u}{R_o R}$, per $x=(2k+1)\frac{\lambda}{4}$. Z_x è minima, ed uguale ad R_u, per $x=2k\frac{\lambda}{4}$; è massima, ed uguale a $\frac{R_o^2}{R_u}$, per $x=(2k+1)\frac{\lambda}{4}$; $\Theta_x=0$ per $x=k\frac{\lambda}{4}$; $\Theta_x>0$ per $2k\frac{\lambda}{4}<x<(2k+1)\frac{\lambda}{4}$; $\Theta_x<0$ per $(2k+1)\frac{\lambda}{4}<x<$ $<(2k+2)\frac{\lambda}{4}$.

c) *Linea chiusa sopra una resistenza pura uguale alla resistenza caratteristica della linea* ($z_u = R_u = R_o$).

V_x ed I_x hanno valore costante (fig. 23 *c*), uguale, rispettivamente, a V_s e a $\frac{V_s}{R_o}$. Z_x è costante, ed uguale a R_o. Θ_x è ovunque nullo.

d) *Linea chiusa sopra una resistenza pura* ($z_u = R_u$), *di valore superiore alla resistenza caratteristica della linea* ($R_u > R_o$).

V_x ed I_x hanno andamento sinusoidale (fig .23 *d*). V_x è massima, ed uguale a $V_s \frac{R_u}{R} \left(R = \sqrt{R_o^2 \operatorname{sen}^2 2\pi \frac{l}{\lambda} + R_u^2 \cos^2 2\pi \frac{l}{\lambda}} \right)$ per $x = 2k \frac{\lambda}{4}$; è minima, ed uguale a $V_s \frac{R_o}{R}$, per $x = (2k+1) \frac{\lambda}{4}$. I_x è minima, ed uguale a $\frac{V_s}{R}$, per $x = 2k \frac{\lambda}{4}$; è massima, ed uguale a $V_s \frac{R_u}{R_o R}$, per $x = (2k+1) \frac{\lambda}{4}$. Z_x è massima, ed uguale ad R_u, per $x = 2k \frac{\lambda}{4}$; è minima, ed uguale a $\frac{R_o^2}{R_u}$, per $x = (2k+1) \frac{\lambda}{4}$. $\Theta_x = 0$ per $x = k \frac{\lambda}{4}$; $\Theta_x < O$ per $k \frac{\lambda}{4} < x < (2k+1) \frac{\lambda}{4}$; $\Theta_x > O$ per $(2k+1) \frac{\lambda}{4} < x < (2k+2) \frac{\lambda}{4}$.

e) *Linea aperta* ($z_u = \infty$).

V_x ed I_x hanno andamento sinusoidale (fig. 23 *e*). V_x è massima, ed uguale a $\frac{V_s}{\left| \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} \right|}$, per $x = 2k \frac{\lambda}{4}$; è nulla per $x = (2k+1) \frac{\lambda}{4}$. I_x è nulla per $x = 2k \frac{\lambda}{4}$; è massima, ed uguale a $\frac{V_s}{R_o \left| \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} \right|}$, per $x = (2k+1) \frac{\lambda}{4}$. Z_x è infinitamente grande per $x = 2k \frac{\lambda}{4}$; è nulla per $x = (2k+1) \frac{\lambda}{4}$. $\Theta_x = 0$ per $x = k \frac{\lambda}{4}$; $\Theta_x = -\frac{\pi}{2}$ per $2k \frac{\lambda}{4} < x < (2k+1) \frac{\lambda}{4}$; $\Theta_x = \frac{\pi}{2}$ per $(2k+1) \frac{\lambda}{4} < x < (2k+2) \frac{\lambda}{4}$.

f) Linea chiusa sopra una reattanza pura ($z_u = jX_u$) *di valore assoluto uguale a quello della resistenza caratteristica della linea* ($X_u^2 = R_o^2$).

I) Reattanza induttiva ($X_u = \omega L_u > O$).

V_x ed I_x, a differenza di quanto accade in c), hanno andamento sinusoidale (fig. 23 f). V_x è massima, ed uguale a $V_s \sqrt{\dfrac{2}{1 + \operatorname{sen} 4\pi \dfrac{l}{\lambda}}}$, per $x = \dfrac{\lambda}{8} + 2k\dfrac{\lambda}{4}$; è nulla per $x = \dfrac{\lambda}{8} + (2k+1)\dfrac{\lambda}{4}$. I_x è nulla per $x = \dfrac{\lambda}{8} + 2k\dfrac{\lambda}{4}$; è massima, ed uguale a $\dfrac{V_s}{R_o}\sqrt{\dfrac{2}{1 + \operatorname{sen} 4\pi \dfrac{l}{\lambda}}}$, per $x = \dfrac{\lambda}{8} + (2k+1)\dfrac{\lambda}{4}$. Z_x è infinitamente grande per $x = \dfrac{\lambda}{8} + 2k\dfrac{\lambda}{4}$; è nulla per $x = \dfrac{\lambda}{8} + (2k+1)\dfrac{\lambda}{4}$. $\Theta_x = 0$ per $x = \dfrac{\lambda}{8} + k\dfrac{\lambda}{4}$; $\Theta_x = \dfrac{\pi}{2}$ per $2k\dfrac{\lambda}{4} - \dfrac{\lambda}{8} < x < (2k+1)\dfrac{\lambda}{4} - \dfrac{\lambda}{8}$; $\Theta_x = -\dfrac{\pi}{2}$ per $(2k+1)\dfrac{\lambda}{4} - \dfrac{\lambda}{8} < x < (2k+2)\dfrac{\lambda}{4} - \dfrac{\lambda}{8}$.

II) Reattanza capacitiva $\left(X_u = -\dfrac{1}{\omega C_u} < O\right)$.

Ai valori di x ai quali, per $X_u > O$, corrispondono massimi e minimi di V_x, I_x e Z_x, corrispondono ora, rispettivamente, minimi e massimi delle stesse grandezze. I valori di tali massimi e minimi rimangono inalterati. Θ_x cambia di segno.

I risultati che abbiamo riassunto permettono di rilevare una peculiare particolarità dei circuiti a costanti distribuite (linee): quella di comportarsi in modo analogo (ma non uguale) ai circuiti a costanti concentrate, per ciò che si riferisce ai fenomeni di risonanza. Il valore della Z_x, quando si ponga $x = l$, rappresenta infatti l'impedenza Z_s che la linea (chiusa alla estremità opposta sulla impedenza z_u) presenta alla sorgente di alimentazione; e abbiamo visto che tale impedenza

può assumere valori massimi e valori minimi, finiti oppur no, sempre ohmici puri (nel caso della linea priva di perdite), quando prenda particolari valori il rapporto fra la lunghezza l della linea (si è posto l in luogo di x) e la lunghezza d'onda λ: cioè quando esistono particolari relazioni quantitative fra la lunghezza della linea e la frequenza della f. e. m. impressa $\left(\lambda = \frac{1}{f\sqrt{L_1 C_1}}\right)$.

Se teniamo presente che ad un valore massimo di Z_s corrisponde il comportamento della linea come circuito a risonanza di tensione, e che ad un valore minimo di Z_s corrisponde il comportamento della linea come circuito a risonanza di corrente, possiamo dire che:

a) Quando la linea è chiusa sopra una resistenza pura R_u:

Se $R_u < R_o$, si hanno risonanze di tensione per $l = (2k+1)\frac{\lambda}{4}$, e risonanze di corrente per $l = 2k\frac{\lambda}{4}$ $(k = 0, 1, 2, \ldots)$.

Se $R_u > R_o$, si hanno risonanze di tensione per $l = 2k\frac{\lambda}{4}$, e risonanze di corrente per $l = (2k+1)\frac{\lambda}{4}$. Gli effetti di risonanza sono tanto più cospicui, quanto più tende a zero o ad infinito il rapporto $\frac{R_u}{R_o}$; quando tali limiti vengono raggiunti (linea in corto circuito, oppure linea aperta) la impedenza opposta dalla linea alla sorgente è infinitamente grande nelle condizioni di risonanza di tensione, e infinitamente piccola nelle condizioni di risonanza di corrente.

Se $R_u = R_o$ non si hanno effetti di risonanza.

b) Quando la linea è chiusa sopra una pura reattanza X_u, di valore assoluto uguale ad R_o:

Se $X_u > O$, si ha risonanza di tensione $(Z_s = \infty)$ per $l = \frac{\lambda}{8} + 2k\frac{\lambda}{8}$ e risonanza di corrente $(Z_s = O)$ per $l = \frac{\lambda}{8} + (2k+1)\frac{\lambda}{4}$.

Se $X_u < O$, si ha risonanza di tensione ($Z_s = \infty$) per $l = \frac{\lambda}{8} + (2k+1)\frac{\lambda}{4}$, e risonanza di corrente ($Z_s = 0$) per $l = \frac{\lambda}{8} + 2k\frac{\lambda}{4}$.

La differenza più appariscente fra il comportamento dei circuiti a costanti concentrate e quello dei circuiti a costanti distribuite è che, mentre quelli presentano una unica condizione di risonanza, questi ne presentano un numero infinito ($k = 0, 1, 2, \ldots$).

Merita speciale menzione il caso, che si presenta come anomalo, della linea chiusa sopra la resistenza caratteristica $\left(R_u = R_o = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}\right)$. La formazione dei nodi e dei ventri di tensione e di corrente è dovuta alla interferenza delle due onde che, in senso inverso, si propagano lungo la linea, con velocità $\frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$: quella che dalla sorgente si dirige verso l'apparecchio utilizzatore rappresenta l'onda di energia emanata dalla sorgente stessa; l'altra rappresenta invece l'onda di ritorno: quella parte di energia, cioè, che, per effetto della discontinuità esistente (in generale) ai morsetti dell'utilizzatore, si riflette e torna indietro. Tanto maggiore è la discontinuità, tanto più grande è l'aliquota di energia che si riflette: al limite ($R_u = 0$; $R_u = \infty$), essa torna tutta indietro.

La resistenza caratteristica R_o è la resistenza di una linea indefinita, avente per costanti unitarie L_1 e C_1 ($R_1 = 0$; $G_1 = 0$): è evidente che una linea cosiffatta, e quindi anche la sua equivalente (linea finita, chiusa su resistenza $R_u = R_o$), essendo priva di discontinuità terminale, non può dar luogo all'onda riflessa, e risulta perciò priva di nodi e di ventri di tensione e di corrente.

Una linea, sulla quale si formino i nodi e i ventri di tensione e di corrente, si dice in « regime di onde stazionarie ».

Una linea, nella quale non si formino nè nodi nè ventri di tensione e di corrente, si dice in « regime di onde progressive ».

Capitolo Quarto.

I TUBI TERMOIONICI.

1. Generalità. — Un tubo termoionico (o elettronico), dei tipi normalmente usati nella radiotecnica, è costituito da un involucro (di vetro, metallico, oppure in parte di vetro ed in parte metallico) nel quale è fatto, e mantenuto, un vuoto spinto (dell'ordine di 10^{-6} mm di mercurio [10^{-9} atmosfere] almeno), e che racchiude due o più elettrodi. Di solito, il numero degli elettrodi determina il nome che viene assegnato al tubo: diodo, triodo, tetrodo, pentodo, esodo, eptodo, ottodo, ecc.; talvolta la denominazione tien conto, oltre che del numero degli elettrodi, anche della loro funzione: si hanno così il doppio diodo, o duo-diodo (che ha tre elettrodi), il diodo-triodo (che ne ha quattro), il doppio triodo, il triodo pentodo, il triodo esodo, e via dicendo; ma questi tubi – come lo indica il nome – sono da considerarsi « multipli ». In queste considerazioni preliminari, ci limiteremo allo studio dei tubi « semplici ».

I due elettrodi, che non mancano in nessun tubo elettronico, sono il catodo e l'anodo (o placca); il primo è destinato ad emettere elettroni; il secondo (essenzialmente) a raccoglierli; in modo che sia reso possibile, con opportuni dispositivi, il passaggio di una corrente elettronica dal catodo all'anodo, cioè, tenendo presente che gli elettroni sono cariche elettriche negative, di una corrente elettrica dall'anodo al catodo.

La possibilità del normale passaggio di corrente nell'interno del tubo è soltanto unidirezionale: salvo condizioni particolari, o passa corrente elettrica dall'anodo al catodo, o non ne passa. Questo giustifica il nome di « valvola » assegnato dal Fleming al diodo, ch'egli – per primo – costruì nel 1902; anche oggi questa denominazione viene talvolta usata per designare genericamente il tubo elettronico.

Gli elementi che, con vuoto spinto, determinano il valore della corrente anodica I_a (corrente elettrica dall'anodo al ca-

todo) sono: attitudine del catodo ad emettere elettroni (natura, forma, dimensioni e temperatura del catodo); forma, struttura, posizione e dimensione degli altri elettrodi; differenze di potenziale fra il catodo e gli altri elettrodi.

Per un dato tubo, e per una data temperatura del catodo, presenta interesse preminente la conoscenza della equazione caratteristica del tubo stesso:

$$I_a = f(V_1, V_2, \ldots, V_a)$$

(V_a = tensione dell'anodo rispetto al catodo; V_1, V_2,..., = tensioni degli altri elettrodi rispetto al catodo).

2. Il catodo. — I catodi dei tubi comunemente impiegati nella radiotecnica sono costituiti da fili massicci o da elementi tubolari. I materiali più usati per la loro costruzione sono: tungsteno, tungsteno toriato, tungsteno (o nichel, o lega speciale) attivato con una miscela di ossidi di metalli alcalino-terrosi (bario, calcio, stronzio). Nel primo caso si trafila materiale omogeneo; nel secondo, con adeguato trattamento termico, cui vien sottoposto un filo di tungsteno nel quale sia incorporato un poco di ossido di torio, si provoca il formarsi di uno strato superficiale monoatomico di torio metallico; nel terzo, un sottile strato di una miscela di ossidi di metalli alcalino-terrosi viene depositato sopra un filo di tungsteno, o sopra un tubicino di nichel o di qualche lega speciale (di solito leghe di platino).

Affinchè il catodo possa emettere elettroni, in quantità sufficiente per gli scopi pratici, deve essere riscaldato. Quando è costituito da un filo massiccio, vi si fa passare una corrente elettrica (corrente di accensione I_c) continua od alternata (riscaldamento diretto); quando invece ha forma tubolare, la corrente di accensione percorre un elemento scaldatore (una resistenza elettrica), disposto nell'interno del tubo, ed elettricamente isolato da esso (riscaldamento indiretto). Di solito, il secondo sistema è il preferito per il riscaldamento dei catodi rivestiti con ossidi.

Il valore della corrente elettronica I_e, che viene emessa da

un catodo di superficie S (centimetri quadrati), è dato dalla formula

$$I_{es}\,(\text{ampere}) = A\,S\,T^2\,e^{-\frac{b}{T}}$$

dove T è la temperatura assoluta (in gradi Kelvin; 273 + temperatura centigrada Celsius) a cui è portato il catodo, e è la base dei logaritmi naturali ($e = 2{,}71828....$), ed A e b sono costanti, relative ai materiali che costituiscono il catodo. L'indice s, apposto al simbolo I_e della corrente di emissione, vuole indicare che si tratta di corrente di «saturazione», cioè di corrente massima ottenibile in determinate circostanze: vedremo che, di solito, nei tubi termoionici, intervengono cause, che impediscono alla I_e di assumere normalmente tale valore massimo.

Nella tabella 1 sono indicati alcuni valori caratteristici relativi ai catodi maggiormente usati.

Tipi di catodo	Costanti		Temperatura normale di esercizio (in gradi Kelvin)	Rendimento di emissione = milliampere di emissione per watt di potenza di riscaldamento.
	A	b		
Tungsteno . . .	60,2	52.400	2450 ÷ 2600	3 ÷ 15
Tungsteno toriato	3,0	31.500	1900	62,5
A ossidi di alcalino-terrosi	0,01 ÷ 0,001	12.000	1100 ÷ 1170	50 ÷ 125

I valori delle costanti A e b, e del rendimento, variano parecchio per i catodi ad ossidi, e relativamente poco per quelli di tungsteno toriato; quelli indicati si riferiscono a «buoni» catodi normali.

I catodi a ossidi sono quelli che hanno più lunga vita e maggior rendimento di emissione: sono perciò i preferiti ogniqualvolta sia possibile usarli. Ma sono i meno resistenti al bombardamento degli ioni positivi (che camminano in senso contrario agli elettroni), e quindi il loro impiego risulta normalmente limitato a quei casi (che del resto, costituiscono la

grande maggioranza numerica) nei quali la tensione anodica non ecceda 500 volt.

I catodi di tungsteno toriato, meno efficienti di quelli ad ossidi, ma più assai di quelli di tungsteno puro, sono largamente usati con tensioni anodiche comprese fra 500 e 5000 volt.

I catodi di tungsteno, più resistenti d'ogni altro ai tormenti derivanti dalle alte tensioni, sono impiegati in tutti i casi in cui non sia possibile usare gli altri tipi: cioè nei tubi di grande potenza, nei quali la tensione anodica superi 5000 volt.

3. L'anodo. — Quelli elettroni emessi dal catodo, che riescono a superare lo spazio interelettrodico, giungono all'anodo con una velocità il cui valore approssimato v è fornito dalla relazione

$$v = 595 \sqrt{V_a} \text{ km/sec}$$

Nell'urto, la loro energia cinetica si trasforma in energia termica, e la placca si riscalda.

È facile mostrare che la potenza P_p, che viene trasformata in calore, è misurata da

$$P_p \text{ (watt)} = V_a \text{ (volt)} \cdot I_a \text{ (ampere)} \quad .$$

Non appena P_p raggiunge il valore di alcuni watt, il problema della dissipazione del calore determina la scelta del materiale con cui si costruisce l'anodo, nonchè le dimensioni, e (entro certi limiti) la forma che gli si debbono assegnare.

Per i piccolissimi tubi il problema non si pone, e le placche, sovrabbondanti dal punto di vista termico, sono normalmente costruite con nichel. Non appena le potenze in gioco aumentano, gli anodi vengono muniti di alette, che ne accrescono la superficie; oppure sono anneriti, o, in generale, rivestiti di sostanze che ne aumentano il potere di irradiazione; e i materiali vengono scelti fra quelli che meglio resistono agli aumenti di temperatura: grafite, molibdeno, tantalio.

Nei tubi di grande potenza, si ricorre all'uso di anodi cosiddetti «esterni»: che costituiscono, cioè, una parte dell'involucro del tubo; la loro refrigerazione è di solito attivata mediante getto di aria o circolazione di acqua.

Come per tutte le macchine elettriche, anche per i tubi (fatta eccezione per quelli di piccolissima potenza), il valore della potenza dissipabile è uno degli elementi fondamentali per la delimitazione delle possibilità di impiego.

4. Il moto degli elettroni nello spazio interelettrodico. L'equazione caratteristica del diodo. — Consideriamo un diodo, con catodo equipotenziale, e con anodo mantenuto a tensione V_a rispetto al catodo. Supponiamo che, all'uscita dal catodo, gli elettroni emessi abbiano velocità nulla: la velocità con la quale giungono alla placca è allora di $595\sqrt{V_a}$ km/sec; una velocità, cioè, molto elevata, anche con tensioni anodiche relativamente basse. Se indichiamo con d la distanza fra catodo e anodo, il «tempo di transito» τ degli elettroni è dato da:

$$\tau\,(\text{sec}) = \frac{2d\,(\text{km})}{595\sqrt{V_a\,(\text{volt})}}$$

Ad esempio, con $d = 0{,}5$ cm, e $V_a = 100$ volt, si ha

$$\tau = 0{,}168\ .\ 10^{-8}\ \text{sec.}$$

Confrontato con il periodo T di una oscillazione di bassa, o media, o anche alta frequenza, questo tempo di transito risulta trascurabile: ad esempio per $\lambda = 30$ m si ha $T = 10^{-7}$ sec. Ma altrettanto non accade nel campo delle onde cortissime ed ultra corte: con $\lambda = 3$ m si ha infatti $T = 10^{-8}$; $\frac{\tau}{T} \cong \frac{1}{6}$. Accenneremo in seguito agli effetti di un valore non trascurabile del rapporto $\frac{\tau}{T}$.

Abbiamo supposto che, non appena usciti dal catodo, gli elettroni abbiano velocità nulla; in realtà il catodo esercita una forza attrattiva su ogni elettrone che cerca di allontanarsene, cosicchè questo, per vincere tale forza, deve compiere un lavoro: deve cioè possedere, in partenza, una energia cinetica (e quindi una velocità) *non inferiore* ad un certo limite minimo.

Il lavoro che l'elettrone deve compiere per abbandonare il catodo si chiama «lavoro di estrazione»; dato che la differenza di potenziale ha le stesse dimensioni dell'energia e del lavoro, si usa anche esprimerlo in volt. Per catodi di tungsteno puro è di circa 4, 5 volt; per catodi di tungsteno toriato è di circa 3,2 volt; per catodi a ossidi è di circa 2 volt.

Secondo teorie accettate, l'azione delle forze antagoniste si svolge come se, a circa 10^{-4} cm di distanza dalla superficie del catodo, esistesse una «soglia» di potenziale negativo, di valore E_o, pari al lavoro di estrazione. In prima approssimazione, l'andamento del potenziale nell'interno di un diodo, con elettrodi piani, paralleli ed eguali, può quindi essere rappresentato dalla linea a tratto pieno nella fig. 24. Gli elettroni, animati da velocità v, tali che la loro energia cinetica superi il lavoro di estrazione, oltrepassano la soglia e giungono all'anodo; quelli animati da velocità inferiori, anche se riescono ad uscire dal catodo, vi sono risospinti dal campo esistente fra la superficie del catodo e la soglia ($0 \leq x \leq x_o$).

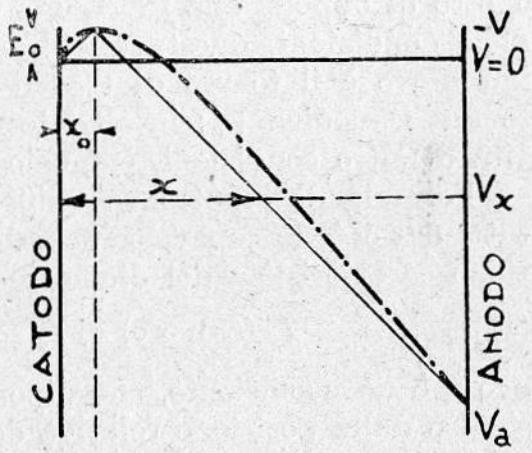


Fig. 24.

Abbiamo detto: in prima approssimazione. Perchè occorre tener conto della presenza di quella che viene chiamata la «carica spaziale»: della presenza, cioè degli elettroni in viaggio tra il catodo e l'anodo; insieme di cariche negative, che influisce sulla distribuzione del potenziale. Si intuisce, e si dimostra con facilità, che l'effetto della presenza di carica spaziale equivale alla sovrapposizione di un gradiente di potenziale negativo al gradiente di potenziale già esistente: l'effettivo andamento della curva del potenziale nello spazio interelettrodico è perciò del tipo rappresentato dalla linea a tratti e punti nella fig. 24.

Se non esistesse la carica spaziale, con qualunque valore positivo di tensione anodica V_a, la corrente anodica I_a assumerebbe il valore massimo di saturazione I_{es} della corrente di emissione I_e: ma gli elettroni che transitano costituiscono una specie di «nebbia» di cariche negative, relativamente spessa nei pressi del catodo (dove la velocità degli elettroni assume i valori minimi), rada nei pressi dell'anodo (dove la velocità degli elettroni raggiunge il suo massimo), che ha per effetto di opporsi alla fuoruscita di altri elettroni. A parità di altre condizioni, questa «nebbia» è tanto meno fitta quanto più breve è il tempo di transito, cioè quanto maggiore è la tensione anodica V_a: in altri termini, il valore della I_a, a parità di altre condizioni, è funzione della V_a.

Formulando l'ipotesi semplificativa, che gli elettroni escano tutti dal catodo con velocità nulla, si riesce a stabilire l'equazione caratteristica del diodo nella forma:

$$I_a \text{ (ampere)} = I_e = k\, V_a^{\,3/2} \text{ (volt)} \tag{1}$$

ove k è un coefficiente, che dipende dalla forma, dalle dimensioni e dalla posizione relativa degli elettrodi.

Per elettrodi piani, paralleli, uguali, di area S, posti alla distanza d, è

$$k = 2{,}34 \,.\, 10^{-6} \frac{S}{d^2} \quad \left(\frac{\text{ampere}}{\text{volt}^{3/2}}\right)$$

Quando il catodo è costituito da un filo rettilineo, e l'anodo da un cilindro coassiale, a sezione circolare, di raggio r e di lunghezza l, è:

$$k = 14{,}7 \,.\, 10^{-6} \frac{l}{r} \quad \left(\frac{\text{ampere}}{\text{volt}^{3/2}}\right)$$

A causa della semplificazione introdotta, il valore di I_a fornito dalla (1) non corrisponde bene ai risultati sperimentali, quando V_a sia prossima a zero.

Anche per V_a prossima al valore per cui I_a tende ad I_{es} (tensione anodica di saturazione V_{as}), la formula non soddisfa pienamente. Nelle condizioni e nei tubi normali, il valore V_{as}

è talmente elevato rispetto alle tensioni anodiche di esercizio, che non viene mai praticamente avvicinato.

Per lo studio del comportamento del diodo ha pratica importanza il parametro « resistenza interna » R_a, definito come limite del rapporto fra una variazione ΔV_a della tensione anodica e la corrispondente variazione ΔI_a della corrente anodica, per ΔI_a tendente a zero. In altri termini, è:

$$R_a = \frac{d\,V_a}{d\,I_a}$$

5. Il triodo. — Dalla equazione caratteristica (1) del diodo, e da quanto abbiamo detto, risulta che, in tale tubo, l'anodo esercita due funzioni:

a) Raccoglie gli elettroni emessi dal catodo;

b) controlla il flusso degli elettroni stessi, attraverso lo spazio interelettrodico.

L'opportunità di affidare ciascuna di queste funzioni a due organi distinti ha indotto de Forest, nel 1904, a intercalare un terzo elettrodo fra catodo e placca: elettrodo che, a causa della sua forma (a fili paralleli, a rete, a spirale, e simili) è stato chiamato « griglia ».

Il valore del potenziale attribuito a questo elettrodo influisce sul flusso degli elettroni; la sua struttura non continua ne ostacola poco, materialmente, il corso. Perchè risulti sufficientemente rigida, anche quando la temperatura ne sia relativamente alta, la griglia viene costruita con nichel, o con qualche lega di nichel, nei tubi di piccolissima potenza; con molibdeno, o con tantalio, nei tubi di media e grande potenza.

Vedremo che la sopraccennata ripartizione delle funzioni non risulta completa nel triodo: sia pure in misura assai minore che nel diodo, la tensione anodica influisce sul valore della I_a. Studieremo in seguito altri tubi, il tetrodo e il pentodo, nei quali tale ripartizione è pressochè perfetta.

Poichè anche la griglia può raccogliere elettroni, le correnti da considerare nel triodo sono due: quella anodica I_a, e quella di griglia I_g. È evidente che la corrente totale di emissione, I_e, è la somma delle due.

Meglio che di una equazione caratteristica del triodo si può quindi parlare di un « sistema caratteristico »:

$$\begin{cases} I_a = f_1 (V_a, V_g) \\ I_g = f_2 (V_a, V_g) \end{cases}$$

Secondo i concetti della geometria analitica, le due equazioni definiscono due superfici nello spazio, riferite ad un sistema di tre assi cartesiani, sui quali si misurano, rispettivamente, la V_g, la V_a e la I_a (I_g).

Di solito, la prima equazione è, di gran lunga, la più importante; in particolare, quando V_g sia costantemente negativa, I_g è praticamente nulla, e $I_a = I_e = f (V_a, V_g)$ è la sola equazione che interessi conoscere.

È intuitivo che « il tipo » di azione esercitata dalla V_g e dalla V_a, sul formarsi della I_e, è comune: ne differisce soltanto « l'entità ». Possiamo dunque aspettarci che, qualunque sia la relazione, che esprime la I_e in dipendenza della V_a e della V_g, queste vi compaiano legate linearmente: che l'equazione della I_e sia cioè del tipo:

$$I_e = f (pV_a + qV_g) \tag{2}$$

con p e q « coefficienti numerici », dipendenti dalla forma, dimensioni, struttura e posizione degli elettrodi.

Questa previsione intuitiva, che può essere convalidata mediante considerazioni teoriche, è confermata dall'esperienza. Come per ogni funzione di due variabili, la rappresentazione grafica della I_e viene data mediante una delle due « famiglie » di curve: $I_e = f (V_a)$ per $V_g = \text{cost}$; $I_e = f (V_g)$ per $V_a = \text{cost}$ (vedi fig. 25): ebbene, in ciascuna di queste famiglie, due curve, il cui titolo differisca di ΔV, risultano sovrapponibili mediante scorrimento parallelo all'asse delle ascisse, di entità $\mu \Delta V$ e $\frac{\Delta V}{\mu}$, rispettivamente, con μ coefficiente numerico costante. Nel caso della fig. 25, dove, praticamente, $I_a = I_e$, perchè è interessato soltanto il campo nel quale $V_g \leq 0$, si ha $\mu \cong 9{,}5$. Il coefficiente μ, che esprime il rapporto tra l'efficacia (agli effetti della formazione della I_e) di un certo potenziale appli-

cato alla griglia, e quella dello stesso potenziale applicato alla placca, si chiama « coefficiente di amplificazione interna » del tubo; esso è uguale al rapporto q/p fra i coefficienti introdotti nella (2), ed è praticamente costante nel campo dei normali valori di esercizio delle tensioni e delle correnti elettrodiche; il suo valore, nei triodi normali, è compreso tra alcune unità e alcune diecine di unità.

Al suo inverso, $\frac{p}{q}$, che viene normalmente indicato con la lettera D, si dà il nome di « intraeffetto ».

Le curve caratteristiche, di cui abbiamo dato un esempio nella fig. 25, vengono rilevate sperimentalmente, assegnando valori definiti alle tensioni V_a e V_g, e misurando le correnti che vi corrispondono. Poichè, nell'atto di ogni misura, tanto le tensioni quanto le correnti sono costanti, vengono chiamate « caratteristiche statiche ».

L'azione della griglia è duplice: da un lato – con il suo potenziale –

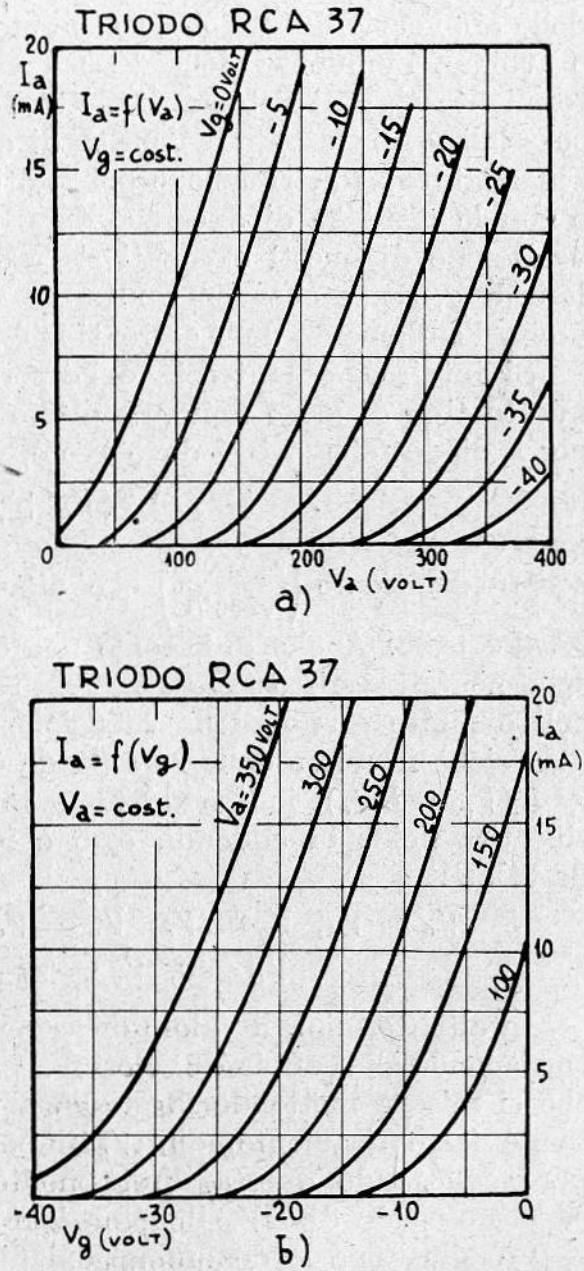


Fig. 25.

influisce sul valore della corrente di emissione; dall'altro – dato che non è mai isolata, ma sempre collegata con il catodo, attraverso circuiti la cui complessità varia a seconda delle applicazioni – funge da schermo nei riguardi della placca, e attenua l'influenza della V_a sul valore della I_e. Per un determinato tipo di sistema di elettrodi (piani paralleli, cilindrici coassiali, e via dicendo) l'entità di questa azione varia con la « magliatura » (distribuzione dei vuoti e dei pieni) della griglia, e con le distanze di questa e della placca dal catodo; e ogni variazione di questi elementi si traduce in variazioni del valore di μ, senza che venga alterato « il tipo » di legge, che governa l'andamento delle correnti in funzione della V_a e della V_g.

Si intuisce, e la teoria e l'esperienza lo confermano, che questo tipo di legge non può essere diverso da quello trovato per il diodo: che cioè si deve avere, per il triodo:

$$I_e = k\,(V_a + \mu V_g)^{3/2} \tag{3}$$

con k coefficiente $\left(\frac{\text{ampere}}{\text{volt}^{3/2}}\right)$ che dipende dalla struttura interna del tubo. Anche qui, come nel caso del diodo i risultati sperimentali si discostano da quelli teorici per valori molto piccoli o molto grandi della « tensione risultante » $V_a + \mu V_g$.

Poichè il valore della I_e dipende dalla somma $V_a + \mu V_g = \mu\,(V_g + DV_a)$, indipendentemente da come tale somma sia ripartita nei suoi addendi, esso è identico per le tre coppie di valori:

$$V_a = \overline{V}_a,\ V_g = \overline{V}_g;\ V_a = \overline{V}_a + \mu \overline{V}_g,\ V_g = 0;$$
$$V_a = 0,\ V_g = \overline{V}_g + D\overline{V}_a.$$

In altri termini, il valore della corrente I_e, che in un triodo corrisponde alla coppia di valori $V_a = \overline{V}_a$, $V_g = \overline{V}_g$, è lo stesso che si misura mettendo la griglia a potenziale zero, e aumentando (algebricamente) di μV_g il potenziale della placca; oppure collegando questa direttamente con il catodo ($V_a = 0$) ed accrescendo di DV_a il potenziale della griglia.

Ciò giustifica le denominazioni di « tensione equivalente (o risultante) anodica » e « tensione equivalente (o risultante) di

griglia », attribuite, rispettivamente, ai binomi $V_a + \mu V_g$ e $V_g + DV_a$.

Il binomio $V_g + DV_a$ ha un significato fisico reale, in quanto esprime il valore del *potenziale effettivamente esistente all'altezza della griglia*, quando la si supponga continua, equipotenziale e trasparente (o semitrasparente) agli elettroni.

Se con C_a e C_g si indicano le capacità elettrostatiche della placca e della griglia rispetto al catodo, è, approssimativamente

$$\mu = \frac{C_g}{C_a}$$

A parità di altre condizioni, il coefficiente μ è cioè tanto più grande:

a) quanto più fitta è la griglia;

b) quanto più la griglia è vicina al catodo;

c) quanto più la placca è lontana dal catodo;

d) quanto maggiore è l'effetto di schermo della griglia, nei riguardi della placca rispetto al catodo.

A proposito dell'effetto di schermo, giova tener presente che, per una data « magliatura » della griglia, esso risulta massimo quando la distanza di questa dal catodo è, all'incirca, uguale alla larghezza delle maglie.

Per lo studio del comportamento del triodo, hanno pratica importanza i parametri sottoindicati:

a) Il coefficiente di amplificazione interna μ, del quale già si è parlato, e che può essere definito come il valore assoluto del limite a cui tende il rapporto fra una variazione ΔV_a della tensione anodica, e la corrispondente variazione ΔV_g della corrente di griglia, quando I_e rimanga costante e ΔV_g tenda a zero.

Poichè, normalmente, nel triodo, la I_g è nulla, o quanto meno trascurabile di fronte alla I_a, e quindi questa si identifica praticamente con la I_e, la definizione di μ viene espressa dall'eguaglianza:

$$\mu = -\lim_{\Delta V_g \to 0} \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} \; (I_a = \text{cost})$$

b) La « pendenza » o « conduttanza mutua » anodica, S_a, definita in modo analogo:

$$S_a = \lim_{\Delta V_g \to 0} \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} \; (V_a = \text{cost})$$

c) La « resistenza interna » anodica:

$$R_a = \lim_{\Delta I_a \to 0} \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} \; (V_g = \text{cost})$$

d) La « pendenza » o « conduttanza mutua » di griglia:

$$S_g = \lim_{\Delta V_a \to 0} \frac{\Delta I_g}{\Delta V_a} \; (V_g = \text{cost})$$

e) La « resistenza interna » di griglia:

$$R_g = \lim_{\Delta I_g \to 0} \frac{\Delta V_g}{\Delta I_g} \; (V_a = \text{cost})$$

Dato che le equazioni del sistema caratteristico possono, per la natura del fenomeno fisico che rappresentano, essere poste in forma esplicita rispetto a ciascuna delle grandezze che vi figurano, facendo uso dei simboli del calcolo differenziale, le definizioni date possono essere analiticamente espresse dalle formule:

$$\mu = -\frac{\partial V_a}{\partial V_g}$$

$$S_a = \frac{\partial I_a}{\partial V_g}$$

$$R_a = \frac{\partial V_a}{\partial I_a}$$

$$S_g = \frac{\partial I_g}{\partial V_a}$$

$$R_g = \frac{\partial V_g}{\partial I_g}$$

dalle prime tre delle quali, tenendo conto di note proprietà delle funzioni inverse ed implicite, si deduce l'eguaglianza:

$$\mu = S_a R_a$$

Come abbiamo già detto, μ è praticamente (ma non rigorosamente) costante; gli altri parametri variano invece entro campi relativamente estesi:

La R_a è, di solito, molto elevata in corrispondenza dei piccoli valori della I_a; al crescere di questa diminuisce gradualmente, per assumere un valore minimo, che rimane pressochè costante entro un campo assai vasto dei valori di V_a e di V_g. Questo valore minimo, che, di solito, è quello indicato dal costruttore, nei triodi normali è compreso fra alcune migliaia e alcune diecine di migliaia di ohm.

La S_a è, di solito, molto piccola in corrispondenza dei piccoli valori della I_a; al crescere di questa aumenta gradualmente, per assumere un valore massimo, che rimane pressochè costante entro un campo assai vasto dei valori di V_a e di V_g. Questo valore massimo, che, di solito, è quello indicato dal costruttore, è, nei triodi normali, dell'ordine di alcuni milliampere per volt. Ponendo 1 mho $= \frac{1}{1 \text{ ohm}}$, si usa talvolta esprimerlo in millimho.

La R_g ha andamento simile a quello della R_a; di solito presenta valori assai elevati: dell'ordine delle centinaia di migliaia di ohm, o di alcuni megaohm.

La S_g ha, di solito, valori molto piccoli; nella pratica se ne trascura spesso l'effetto: si considera, cioè, la I_g come funzione della sola V_g.

I valori di μ, delle S e delle R possono essere rilevati sperimentalmente, ed anche ricavati per via grafica dalle curve caratteristiche della I_a e della I_g.

Se, ad esempio, sulla fig. 25 *b*, si scelgono due punti corrispondenti a due distinte caratteristiche, che siano situati sopra una parallela all'asse delle ascisse (I_a = cost), e si fa il rapporto fra la differenza dei valori della V_a, che competono alle due caratteristiche, e la differenza fra i valori della V_g, che

corrispondono alle ascisse dei due punti, si ottiene, a parte il segno, il valore di μ.

Operando in modo analogo sulla fig. 25 a, si ottiene il valore dell'intraeffetto $D = \frac{1}{\mu}$.

S_a ed $\frac{1}{R_a}$ sono le pendenze delle curve delle figure 24 b e 24 a, rispettivamente.

Quando la I_g è nulla, il che praticamente si verifica con tensioni di griglia non positive, la I_e si identifica con la I_a; qnando invece $V_g > 0$, la I_e si suddivide nella I_a e nella I_g. Questa suddivisione è rappresentata assai bene da due formule semiempiriche, che diamo a titolo di orientamento:

1a) valevole quando $V_a > V_g$:

$$\frac{I_g}{I_a} = k_1 \sqrt{\frac{V_g}{V_a}}$$

2a) Valevole quando $V_a < V_g$:

$$\frac{I_a}{I_e} = \frac{I_a}{I_a + I_g} = k_2 \sqrt{\frac{V_a}{V_g}}$$

k_1 e k_2 sono due coefficienti numerici, che dipendono dalla struttura del tubo.

I valori della I_a e della I_g possono venire modificati da fenomeni di «emissione secondaria». Placca e griglia, sotto l'azione di bombardamento degli elettroni che le colpiscono, si riscaldano, ed emettono a lor volta elettroni, che si dirigono in senso contrario al gradiente di campo: può quindi aver luogo, fra questi due elettrodi, uno scambio di cariche, che altera la prevedibile suddivisione della I_e.

A parità di altre condizioni, l'entità della emissione secondaria, dipende dalla natura dei materiali che compongono gli elettrodi.

Un altro fattore, che può influenzare i valori delle correnti, è il grado di vuoto. Le molecole residue, per effetto degli urti degli elettroni in transito, sono soggette ad essere scisse in

elettroni ed ioni positivi: quelli si aggiungono ai primari (emessi dal catodo); questi si muovono secondo il gradiente di campo. Con griglia a tensione negativa si verifica allora una apprezzabile corrente inversa (dalla griglia al catodo, nel circuito *esterno* che li unisce), il cui valore può essere assunto come misura della bontà del vuoto.

6. Il tetrodo. — Come abbiamo visto, nel triodo, il valore della corrente I_e è determinato da quello del binomio $V_a + \mu V_g$ (o $V_g + DV_a$): la V_g esercita cioè un effetto *preponderante* sulla formazione della I_e, ma non è la sola a determinarla: in altri termini, la separazione delle funzioni di controllo del flusso elettronico e di raccolta degli elettroni non è completa. E poichè, come vedremo, nell'esercizio, la tensione anodica non è costante, ne consegue che le variazioni della I_e e quindi anche della I_a, non dipendono soltanto dalle variazioni della V_g, come sarebbe desiderabile in molti casi.

Per di più, la capacità elettrostatica, esistente fra placca e griglia, dato che questa – per le necessità della sua funzione – non è mai «francamente» vincolata ad un potenziale fisso (è collegata al catodo attraverso una impedenza non nulla), fa sì che ogni variazione del potenziale anodico determina una corrispondente variazione del potenziale di griglia, che si sovrappone a quella che, volontariamente, si applica dall'esterno. Questo «retroeffetto» della placca sulla griglia, se talvolta viene utilizzato in particolari applicazioni, è da considerarsi, in linea generale, elemento perturbatore.

Elimina questi inconvenienti, o quanto meno li riduce grandemente, l'introduzione di un elettrodo «schermo», di struttura analoga a quella della griglia, disposto attorno alla placca (fig. 26). Mantenuto a potenziale costante, esso agisce come una gabbia

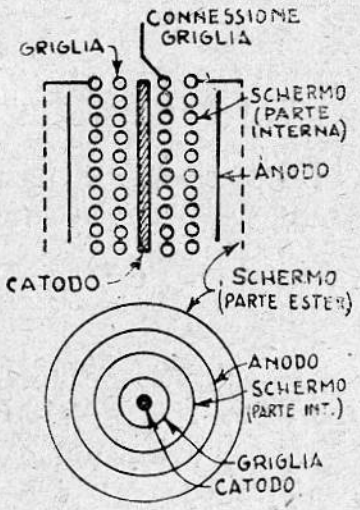


Fig. 26.

di Faraday. Anche se, come avviene in molti casi, la sua estensione è limitata alla parte interna, per il fatto di esser situato normalmente alle linee di campo elettrico, nella zona ove questo è concentrato, la sua efficacia risulta sempre molto sensibile.

Il tubo che ne risulta è denominato « tetrodo a griglia schermo ». Ne esistono altri due tipi: « a griglia di campo » e « bigriglia », che tuttavia trovano scarse applicazioni: cosicchè viene normalmente designato con il termine generico « tetrodo ».

Con ragionamento analogo a quello svolto nel caso del triodo, si deduce che la espressione della corrente di emissione deve essere del tipo:

$$I_e = f\,(pV_g + qV_s + rV_a)$$

(V_s = tensione dello schermo rispetto al catodo; p, q ed r coefficienti numerici dipendenti dalla struttura del tubo); cioè, ponendo $\frac{q}{p} = D_{sg} = \frac{1}{\mu_{sg}}$, $\frac{r}{p} = D = \frac{1}{\mu}$, della forma:

$$I_e = f\left(V_g + \frac{V_s}{\mu_{gs}} + \frac{V_a}{\mu}\right)$$

e, precisamente (con le consuete limitazioni nei riguardi della tensione composita: $0 < V_g + \frac{V_s}{\mu_{gs}} + \frac{V_a}{\mu} < V_{\text{Saturazione}}$)

$$I_e = k\left(V_g + \frac{V_s}{\mu_{gs}} + \frac{V_a}{\mu}\right)^{3/2} \tag{4}$$

Dato che l'influenza della V_a è molto piccola, cioè μ molto grande, si ha, con sufficiente approssimazione:

$$I_e = k\left(V_g + \frac{V_s}{\mu_{gs}}\right)^{3/2} \tag{5}$$

I risultati sperimentali confermano assai bene le previsioni teoriche.

La I_e è la somma delle tre correnti: di griglia, di schermo e di placca:

$$I_e = I_g + I_s + I_a$$

Nelle applicazioni la I_g è quasi sempre trascurabile, e la suddivisione della I_e e nella I_s e nella I_a tende a seguire le leggi semiempiriche già enuncitate per il triodo:

1°) Per $V_a > V_s$: $$\frac{I_s}{I_a} = k_1 \sqrt{\frac{V_s}{V_a}}$$

2°) Per $V_a < V_s$: $$\frac{I_a}{I_s} = \frac{I_a}{I_a + I_s} = k_2 \sqrt{\frac{V_a}{V_s}}.$$

Ma, nel tetrodo, il fenomeno della emissione secondaria, che poteva esser considerato accidentale nel triodo, interviene praticamente sempre ad alterare tale ripartizione, cosicchè le curve delle correnti effettive hanno, nei confronti di quelle teoriche, l'andamento indicato nella fig. 27.

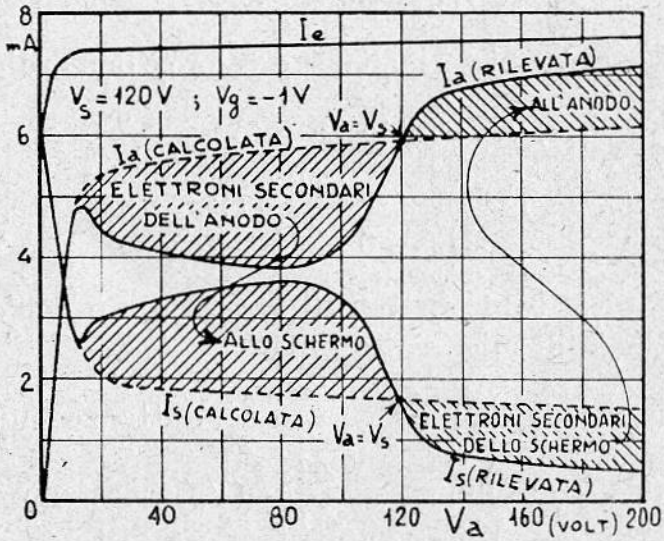


Fig. 27.

Conseguenza di ciò è la pratica necessità di rinunziare all'uso del tetrodo in condizioni tali che il valore della tensione anodica possa discendere al disotto di quello della tensione di schermo; e questo, tenuto conto dell'obbligo di non raggiungere tensioni troppo elevate, limita sensibilmente il campo di variabilità della tensione anodica stessa.

I parametri, che hanno pratica importanza per lo studio del comportamento del tetrodo, sono:

a) Il «coefficiente di amplificazione schermo griglia», che rappresenta la relativa efficacia delle tensioni di scher-

mo e di griglia nel determinare il valore della corrente di emissione:

$$\mu_{sg} = -\lim_{\Delta V_g \to 0} \frac{\Delta V_s}{\Delta V_g} \; (I_e = \text{costante}, \; V_a = \text{costante})$$

Nei tubi normali, il suo valore è dell'ordine di $6 \div 15$.

b) Il coefficiente di amplificazione placca griglia, detto comunemente « coefficiente di amplificazione interna », che misura la relativa efficacia delle tensioni di griglia e di placca nel determinare il valore della corrente anodica:

$$\mu = -\lim_{\Delta V_g \to 0} \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} \; (I_a = \text{costante}, \; V_s = \text{costante})$$

Nei tubi normali il suo valore è dell'ordine di alcune centinaia.

c) La resistenza interna anodica:

$$R_a = \lim_{\Delta I_a \to 0} \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} \; (V_s = \text{costante}, \; V_g = \text{costante})$$

Nei tubi normali, il suo valore è dell'ordine di alcune centinaia di migliaia di ohm.

d) La pendenza, o conduttanza mutua, anodica:

$$S_a = \lim_{\Delta V_g \to 0} \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} \; (V_a = \text{costante}, \; V_s = \text{costante})$$

Nei tubi normali, il suo valore è dell'ordine di alcuni milliampere per volt.

Gli altri parametri che si possono definire, quali ad esempio il coefficiente di amplificazione placca schermo, la resistenza interna e la conduttanza mutua di schermo, e via dicendo, non hanno importanza per le applicazioni pratiche.

Anche per il tetrodo vale la relazione

$$\mu = S_a R_a.$$

7. Il pentodo. — Per evitare lo scambio di elettroni fra placca e schermo, è stato ideato il pentodo. In questo tubo, un nuovo elettrodo, chiamato « soppressore », pure a forma di griglia, è situato fra schermo e anodo, e costantemente mantenuto e potenziale zero, mediante un collegamento diretto con il catodo, effettuato – in generale – nell'interno del tubo stesso (fig. 28). Il gradiente di potenziale, che viene a stabilirsi fra il soppressore e i due elettrodi adiacenti, risospinge verso di essi gli elettroni secondari, che escono sempre con velocità molto basse, e non ostacola praticamente il transito degli elettroni primari (uscenti dal catodo), che sono invece animati da velocità molto alte; per suo conto poi, il soppressore, mantenuto a potenziale zero, non riceve praticamente urti, e non dà luogo a emissione secondaria.

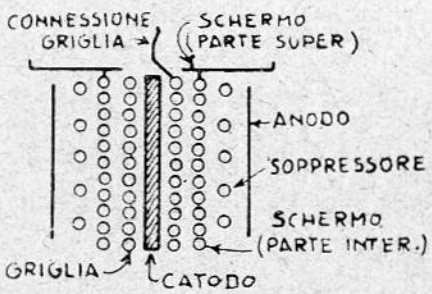


Fig. 28.

Come facilmente si comprende, anche l'equazione del pentodo è del tipo:

$$I_e = k\left(V_g + \frac{V_s}{\mu_{sg}}\right)^{3/2}$$

I parametri, che hanno pratica importanza per lo studio del comportamento del pentodo, sono quelli stessi che abbiamo definito per il tetrodo.

Il pentodo è, forse, il tubo più largamente usato nelle applicazioni radiotecniche; esso viene costruito in due tipi che, sebbene non diversi dal punto di vista concettuale, presentano caratteri differenti dal punto di vista pratico: uno di essi è destinato alla amplificazione di tensione, specialmente per le alte frequenze (pentodo a. f.); l'altro alla amplificazione di potenza, specialmente per lo stadio finale dei ricevitori, o per impiego in apparati trasmittenti (pentodo finale, pentodo di potenza).

Come vedremo in seguito, i requisiti per le due particolari applicazioni sono:

Per la prima: μ elevato; R_a elevata; piccolissima capacità anodo griglia.

Per la seconda: μ elevato; R_a relativamente bassa; anodo atto a dissipare potenze relativamente elevate.

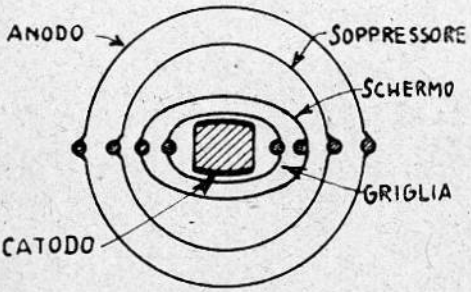


Fig. 29.

Nel primo tipo è particolarmente curata la schermatura fra griglia e placca: non soltanto fra i due elettrodi, ma anche fra i relativi conduttori di uscita; in molti casi, mentre l'uscita dell'anodo corre attraverso lo « zoccolo », quella della griglia fa capo ad un « cappellozzo », posto alla sommità del tubo.

Nel secondo tipo l'anodo viene costruito con materiali particolarmente atti a dissipare calore, e riceve dimensioni e forme, che ne limitano il riscaldamento; siccome poi, per mantenere un μ elevato con una R_a relativamente bassa, non esiste altra possibilità che l'incremento della pendenza ($\mu = S_a R_a$), si prendono i due provvedimenti di carattere tecnologico, che, come si può dimostrare, permettono di conseguire tale scopo: si accrescono le dimensioni del catodo; si riduce la distanza fra catodo e griglia.

Nelle figg. 29 e 30 sono rappresentate le sezioni di due pentodi di potenza. Il catodo (a ossidi) è attivato soltanto lungo le due faccie che hanno andamento pressochè parallelo alla linea dei supporti: cioè in corrispondenza delle zone ove la griglia può essergli maggiormente vicina (circa 0,4 mm); l'anodo è costituito da rete annerita, e ha dimensioni (e, nel secondo, anche forma) che permettono di dissipare potenze anche relativamente elevate (9 e 18 watt), la pendenza è di circa 9,5 mA/V e 8,5 mA/V, rispettivamente; la resistenza interna, R_a, 50.000 e 22.000 ohm; il coefficiente di amplificazione interna, μ, 475 e 190, circa.

Nel tipo rappresentato nella fig. 30 (pentodo a fascio), il soppressore è costituito da una lamiera continua, che presenta due grandi sfinestrature, di fronte alle faccie attive del catodo: gli elettroni sono perciò costretti a percorrere traiettorie del tipo indicato in figura. A causa della distanza elevata fra schermo e placca, e del gioco dei potenziali, si forma, all'altezza delle finestre del soppressore, una zona relativamente profonda, nella quale la velocità degli elettroni è assai bassa: quivi essi perciò si addensano, e costituiscono un ammassamento di cariche negative, che si oppone agli scambi di elettroni secondari.

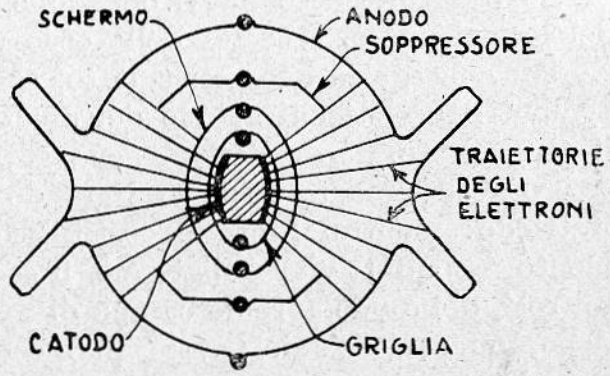


Fig. 30.

Nei tubi di cui è data la sezione, lo schermo è costruito in modo del tutto simile alla griglia (uguale filo, uguale numero di spire) e disposto nell'ombra di questa: viene con ciò ridotto al minimo il valore della corrente di schermo.

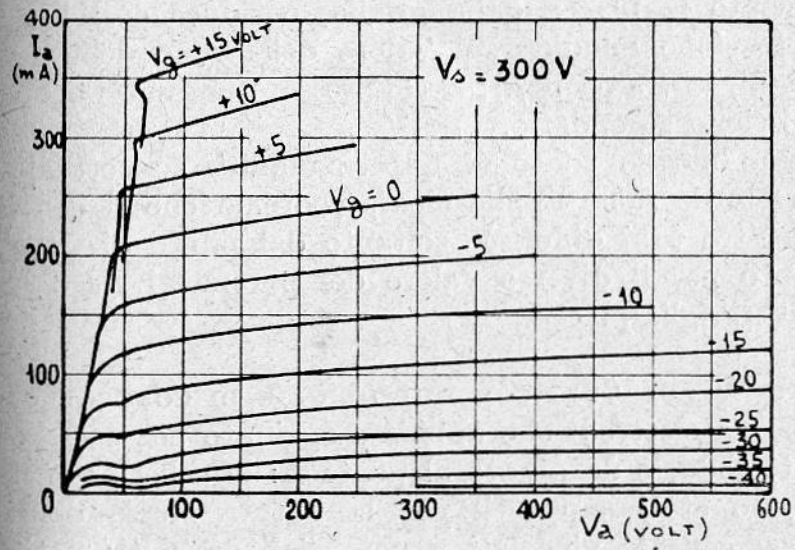


Fig. 31.

Nella fig. 31 sono riprodotte curve caratteristiche di un pentodo di potenza a fascio (6 *L* 6).

8. Considerazioni riassuntive. — Nei tubi che abbiamo esaminato finora: diodo, triodo, tetrodo e pentodo, abbiamo visto sempre meglio distinguersi le tre funzioni alle quali abbiamo più volte accennato: emissione degli elettroni, controllo del loro deflusso, raccolta della corrente elettronica.

Per conseguire questo risultato, sono stati successivamente aggiunti tre elettrodi ai due del diodo: la griglia, lo schermo, il soppressore.

Concettualmente esiste una grande differenza fra il diodo e il triodo: mentre il primo costituisce semplicemente un elemento a conduttività unilaterale, il secondo rappresenta anche un relé, del quale avremo campo di apprezzare le doti studiandone le applicazioni. Quello può essere paragonato ad una valvola; questo al cassetto di distribuzione di una macchina a vapore.

Fra triodo, tetrodo e pentodo, la differenza concettuale è invece pressochè inesistente: i due elettrodi aggiunti hanno funzioni, per così dire, accessorie: lo schermo tende a isolare elettrostaticamente la placca dalla griglia, e riduce così l'influenza della tensione anodica sul valore della I_e e della I_a (aumenta, quindi, la R_a ed il μ); il soppressore annulla gli effetti della emissione secondaria.

Ci renderemo meglio conto di questa affinità concettuale quando, nello studio delle applicazioni, vedremo che il comportamento dei tre tubi differisce soltanto dal punto di vista pratico, appunto per il diverso valore dei parametri R_a e μ e della capacità griglia-placca.

9. Generalità sui tubi con due griglie di controllo. L'esodo. — I due elettrodi che abbiamo aggiunto per passare dal triodo al tetrodo, e da questo al pentodo: lo schermo e il soppressore, sono stati supposti, per la natura stessa della funzione loro assegnata, vincolati a potenziali costanti: positivo per il primo, nullo per il secondo. La loro presenza influisce sul valore della corrente anodica; ma, quando si pensi costante il loro potenziale, tale rimane anche questa influenza, quasi fosse un dato costruttivo del tubo: il vero ed unico elet-

trodo di controllo rimane la griglia, alla quale viene applicata la tensione di comando.

Ma è intuitivo, e l'esperienza lo conferma, che ove si applicasse, ad uno qualunque di questi elettrodi supplementari (o a tutti e due) un potenziale variabile, la I_a risentirebbe di queste nuove condizioni, e risulterebbe controllata, non più soltanto dalla tensione di griglia, ma anche dalla nuova (o dalle nuove) tensione variabile.

In alcune applicazioni interessa appunto che la corrente anodica risulti funzione di due tensioni variabili: si usano allora tubi con due griglie di controllo. E siccome gli elettrodi che già abbiamo imparato a conoscere hanno funzioni specifiche, che non è conveniente turbare, questo secondo controllo viene di solito affidato ad un elettrodo nuovo, eventualmente coadiuvato da uno o più altri. Si impiegano cioè tubi con sei (esodo), sette (eptodo) e otto (ottodo) elettrodi.

La disposizione interna dell'*esodo* è schematicamente indicata nella fig. 32. Lo schermo 1 è mantenuto a potenziale positivo costante; la tensione di controllo che viene applicata alla griglia 2 oscilla normalmente intorno a valori negativi: esiste dunque, nello spazio schermo 1 griglia 2, un campo antagonista, che si oppone al movimento degli elettroni, li frena, e tenta di risospingerli verso lo schermo 1. Si forma cioè, in tale spazio, quello che si chiama un « catodo virtuale »: un addensamento di elettroni, pronti a ricevere nuovo impulso verso la placca, a seconda del valore combinato dei potenziali della griglia 2, dello schermo 2, e (in misura limitata) dell'anodo.

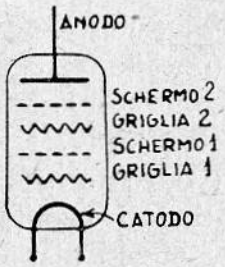


Fig. 32.

Se il potenziale della griglia 1 fosse costante, il tubo funzionerebbe come un tetrodo, costituito dal catodo virtuale (ad emissione costante), dalla griglia 2, dallo schermo 2, e dalla placca.

Se il potenziale della griglia 1 è variabile, cambia con esso in numero di elettroni che transitano attraverso lo schermo 1: cambia cioè la disponibilità di elettroni fra schermo 1 e gri-

glia 2, e il tubo funziona come un tetrodo il cui catodo (catodo virtuale) abbia potere emissivo legato al valore della tensione di controllo applicata alla griglia 1.

La I_a assume così valori che dipendono da quelli contemporanei (trascurando i tempi di transito) delle due griglie.

10. L'EPTODO (O PENTAGRIGLIA). — Viene costruito in due tipi, che sono schematicamente rappresentati nelle figg. 33, *a* e *b*. Il primo, chiamato « pentagriglia mescolatore » (fig. 33 *a*) sta all'esodo come il pentodo sta al tetrodo: l'aggiunta del soppressore, tra schermo n.° 2 e placca, annulla praticamente gli effetti della emissione secondaria.

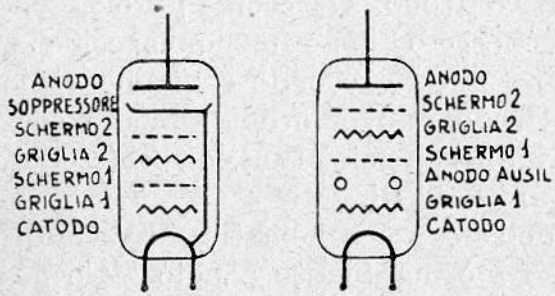


Fig. 33.

Il secondo, chiamato «pentagriglia convertitore» (fig. 33 *b*) contiene in più, rispetto all'esodo, un anodo ausiliario, inserito fra griglia 1 e schermo 1. Grosso modo, può essere considerato come l'insieme di un triodo (catodo, griglia 1, anodo ausiliario) e di un tetrodo (catodo virtuale, griglia 2, schermo 2, anodo), separati dallo schermo 1.

L'unità triodo serve per la produzione locale di oscillazioni (vedremo in seguito come ciò possa avvenire); con la frequenza di tali oscillazioni, e dipendentemente dalla loro ampiezza, varia la disponibilità di elettroni del catodo virtuale: cosicchè la corrente anodica risulta legata al valore del potenziale di controllo applicato alla griglia 2, e a quello oscillatorio della griglia 1. Come è indicato nella figura, l'anodo ausiliario è costituito da due piccole sbarre aventi una superficie ridotta: la sua influenza sulla formazione della I_e, e l'aliquota di corrente ch'esso capta, possono esser considerate trascurabili.

11. L'OTTODO (fig. 34). — Sta al pentagriglia convertitore come il pentodo al tetrodo: l'aggiunta del soppressore, fra

anodo e schermo 2, serve ad annullare praticamente gli effetti della emissione secondaria. Grosso modo, può essere considerato come l'insieme di un triodo (catodo, griglia 1, anodo ausiliario) e di un pentodo (catodo virtuale, griglia 2, schermo 2, soppressore, anodo), separati dallo schermo 1.

Fig. 34.

12. I PARAMETRI DEI TUBI CON DUE GRIGLIE DI CONTROLLO. — Il numero di parametri, che può esser definito per questi tubi, è relativamente grande. Tuttavia quelli che hanno importanza pratica sono i seguenti:

1°) La resistenza interna anodica:

$$R_a = \lim_{\Delta I_a \to 0} \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} \text{ (tutte le tensioni, eccettuata la } V_a \text{, costanti).}$$

2°) La pendenza, o conduttanza mutua, anodo griglia 1:

$$S_1 = \lim_{\Delta V_{g1} \to 0} \frac{\Delta I_a}{\Delta V_{g1}} \text{ (tutte le tensioni, eccettuata la } V_{g1}\text{, costanti)}$$

3°) La pendenza, o conduttanza mutua, anodo griglia 2:

$$S_{a2} = \lim_{\Delta V_{g2} \to 0} \frac{\Delta I_a}{\Delta V_{g2}} \text{ (tutte le tensioni, eccettuata la } V_{g2}\text{, costanti).}$$

4°) Le pendenze differenziali:

$$S_a'{}_1 = \lim_{\Delta V_{g2} \to 0} \frac{\Delta S_{a_1}}{\Delta V_{g2}} \text{ (tutte le tensioni, eccettuata la } V_{g2}\text{, costanti).}$$

$$S_a'{}_2 = \lim_{\Delta V_{g1} \to 0} \frac{\Delta S_{a_2}}{\Delta V_{g1}} \text{ (tutte le tensioni, eccettuata la } V_{g1}\text{, costanti).}$$

5°) I coefficienti di amplificazione.

Queste grandezze, come meglio comprenderemo in seguito, perdono importanza e significato nei riguardi dei tubi con due

griglie di controllo; comunque possono essere definite in base alle relazioni:

$$\mu_1 = S_{a_1} R_a$$
$$\mu_2 = S_{a_2} R_a$$

13. Tubi con griglia regolatrice (o con μ variabile). — Come vedremo in seguito, in generale, negli amplificatori, l'amplificazione è proporzionale alla pendenza S_a del tubo impiegato. Quando si tratta di amplificare oscillazioni relativamente ampie, si cerca di operare nelle condizioni in cui essa S_a è praticamente costante: ciò che corrisponde anche alle condizioni in cui è massima. Quando, invece, si vogliono amplificare oscillazioni assai piccole, come avviene – di solito – nei primi stadi degli amplificatori per alte frequenze, si può operare, praticamente, in qualsiasi zona delle caratteristiche, dato che il piccolo tratto utilizzato, può, agli effetti pratici, esser considerato rettilineo. La scelta delle condizioni iniziali: cioè, per una data tensione anodica, della tensione media di griglia (polarizzazione di griglia), determina il valore della pendenza: affinchè sia possibile una ampia e dolce regolazione della amplificazione, occorre dunque che le caratteristiche del tubo siano tali, che la pendenza vari con dolcezza e con regolarità in funzione della tensione di griglia.

Si consegue assai bene tale scopo impiegando tubi con griglia regolatrice: con una griglia, cioè, la cui « magliatura », o il cui passo, non siano uniformi (fig. 35). Un tubo con una griglia cosiffatta può essere considerato equivalente all'insieme di più tubi, disposti in parallelo, aventi ciascuno una S_a diversa da quella degli altri. La S_a totale gode delle seguenti proprietà:

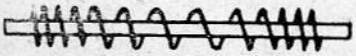


Fig. 35.

a) Il suo valore massimo è uguale alla somma dei valori massimi delle S_a componenti, ed è raggiunto per quel valore della V_g, in corrispondenza del quale diviene massima la S_a più tarda nel crescere (magliatura più fitta).

b) Si annulla per quel valore della tensione di griglia, in corrispondenza del quale diventa uguale a zero la S_a più tarda nell'annullarsi (magliatura più rada).

Confrontata con la S_a di un tubo avente una magliatura uniforme media, tale che la sua pendenza massima eguagli la pendenza massima del tubo con griglia a magliatura disuniforme, la S_a di questo copre dunque un ugual campo di valori

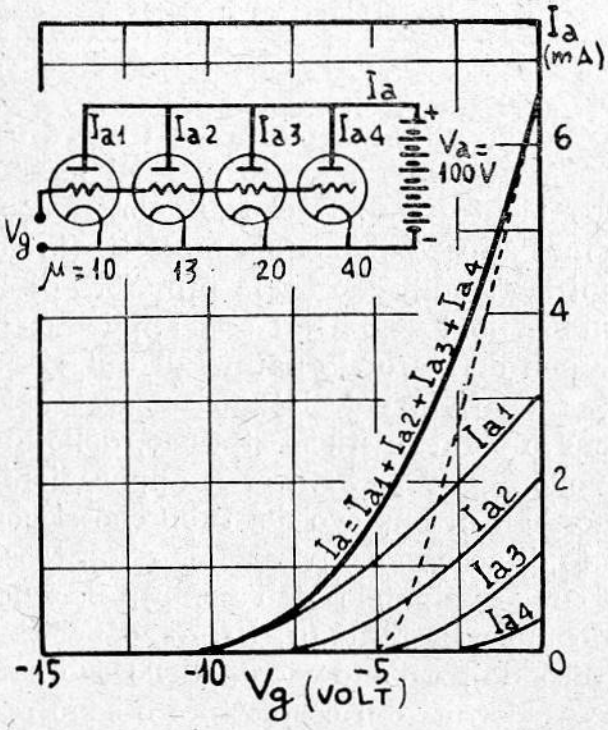


Fig. 36.

(fra zero e lo stesso massimo) in corrispondenza di un più esteso campo di valori della V_g: ha cioè una variazione mediamente più lenta.

Nella fig. 36 sono poste a confronto la caratteristica totale di un insieme di quattro tubi con differenti μ, e quella (a tratti) di un tubo unico, avente la stessa pendenza totale, ed un μ intermedio ($\mu = 20$).

Nei tubi con due griglie di controllo, la regolatrice (quando esiste) è:

la griglia n.° 1 nell'esodo e nel pentagriglia mescolatore;
la griglia n.° 2 nel pentagriglia convertitore e nell'ottodo.

Capitolo Quinto.

GENERALITÀ SULLE APPLICAZIONI DEI TUBI ELETTRONICI.

1. Il tubo elettronico dal punto di vista dell'impiego. — Il radiotecnico potrebbe ignorare le leggi fisiche, che governano il funzionamento *interno* del tubo elettronico. Esso gli si presenta come un apparecchio a più morsetti (in generale tanti quanti sono gli elettrodi), che ha la proprietà di stabilire particolari vincoli fra le tensioni ad essi applicate, e le correnti che se ne possono derivare; la natura di tali vincoli, e la loro espressione quantitativa, calcolata o misurata che sia, è indicata dalle curve caratteristiche statiche, delle quali abbiamo dato esempi nelle figg. 25 e 31. Per le applicazioni basta conoscere i dati normali di impiego del tubo che si considera (tensione e corrente di accensione [riscaldamento], tensione anodica normale, potenza dissipabile dall'anodo), il valore dei suoi parametri e delle sue costanti (μ, R_a, S_a, capacità interelettrodiche, e via dicendo), e l'andamento delle sue caratteristiche: dati che vengono forniti dal costruttore e sono raccolti in appositi cataloghi.

Limitiamoci, per ora, a considerare i tubi che servono nel maggior numero dei casi: quelli con una sola griglia di controllo (triodo, tetrodo e pentodo); vedremo in seguito le particolari applicazioni del tubo senza griglia (diodo) e di quelli con due griglie di controllo (esodo, eptodo, ottodo).

Il triodo ha tre morsetti, il tetrodo ne ha quattro, il pentodo ne ha cinque (di solito quattro soli accessibili, perchè il soppressore è quasi sempre collegato direttamente con il catodo, nell'interno del tubo). Siccome allo schermo (ed eventualmente anche al soppressore) viene sempre applicata una tensione costante, i morsetti che praticamente interessano sono sempre e soltanto tre: quelli del catodo, della griglia e del-

l'anodo. E fra i vincoli che il tubo crea, in virtù delle sue peculiari proprietà, due interessano in modo preminente:

1°) importantissimo: quello che lega la corrente anodica alle tensioni della griglia e della placca:

$$I_a = f\,(V_g,\, V_a)$$

2°) di solito meno importante: quello che lega la corrente di griglia alle stesse due tensioni:

$$I_g = \varphi\,(V_g,\, V_a).$$

Come abbiamo già accennato studiando le proprietà dei tubi, la V_g e la V_a sono la differenza di potenziale della griglia e della placca rispetto al catodo, che viene assunto come punto di riferimento per la misura delle tensioni. Quando il catodo non è equipotenziale, come accade nel caso del riscaldamento diretto, se ne sceglie per il riferimento un punto particolare: di solito quello a potenziale più basso, se il riscaldamento è fatto con corrente continua; quello centrale, se il riscaldamento è fatto con corrente alternata.

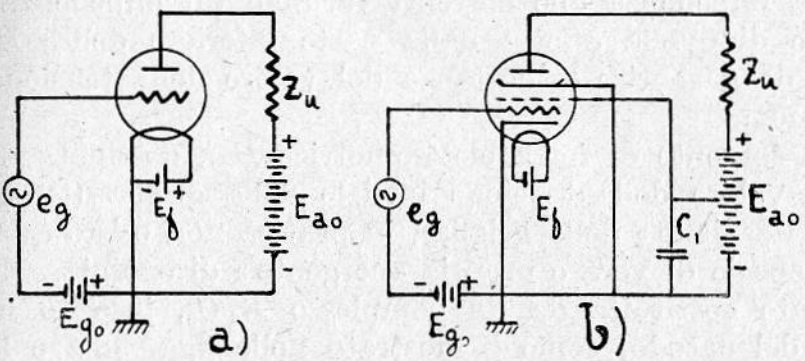


Fig. 37.

2. Lo schema di principio. — Lo schema di principio di ogni applicazione del tubo con una griglia di controllo, è rappresentato nelle figure 37 *a* e 37 *b*: la prima relativa al triodo, la seconda relativa al pentodo.

La sorgente di forza elettromotrice continua E_{ao} è la «alimentatrice» del tubo; insieme con la E_{go} stabilisce le «condi-

zioni iniziali » o « di riposo », cioè i valori delle tensioni di placca e di griglia quando manca la e_g; questa è la vera e propria « tensione di controllo »; la E_f è la sorgente di energia per il riscaldamento del catodo (riscaldamento mediante corrente continua: diretto nella fig. 37 *a*; indiretto nella fig. 37 *b*); la z_u ($z_u = R_u + jX_u$) l' « impedenza esterna » o « di utilizza-

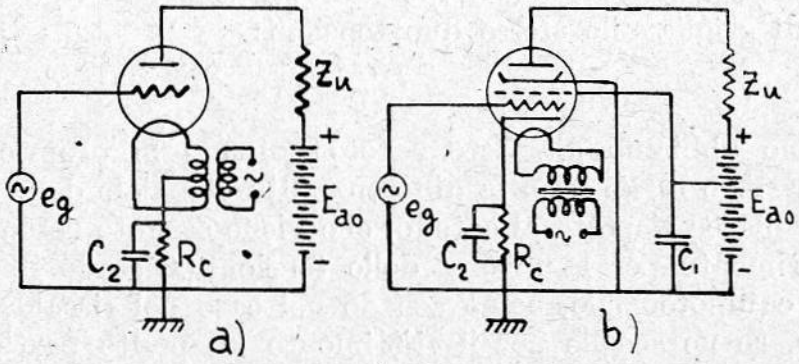


Fig. 38.

zione »; il condensatore C_1 serve ad aprire una via di piccolissima impedenza alle correnti variabili (di impedenza ancor minore di quella offerta dalla parte inferiore della E_{ao}), in modo da garantire la costanza del valore della tensione dello schermo.

La sorgente di forza elettromotrice E_{go}, destinata a stabilire il valore della tensione iniziale della griglia (tensione di « polarizzazione » della griglia), in pratica non esiste quasi mai sotto specie di vera e propria « sorgente » di energia. È generalmente costituita da un complesso $R_c\, C_2$, inserito nel circuito del catodo, come è mostrato nelle figg. 38 *a* e 38 *b*: il condensatore C_2 apre una via di bassissima impedenza alle componenti variabili della I_e; la componente continua di questa, I_{eo}, provoca nella R_c una caduta di tensione, che pone la griglia, in assenza della e_g, ad un potenziale negativo (rispetto al catodo), misurato dal prodotto $R_c\, I_{eo}$. Stabilito il valore della V_{go}, e noto quello della I_{eo}, è dunque immediato il calcolo di previsione della R_c.

Nella fig. 38 è anche indicato come sistema di riscalda-

mento per il catodo quello a corrente alternata: diretto nella fig. 38 *a*; indiretto nella fig. 38 *b*.

Quando $e_g = 0$, si stabiliscono tensioni e correnti costanti V_{go}, V_{ao}, I_{go} ed I_{ao}. In linea di massima. V_{go} e V_{ao} differiscono da E_{go} ed E_{ao}, rispettivamente, delle cadute di tensione $R_{ge}\, I_{go}$ e $R_u\, I_{ao}$, provocate dalla I_{go} e dalla I_{ao} nelle resistenze R_{ge} ed R_u dei circuiti esterni di griglia e di placca; ma avviene, non di rado, che una o più delle quattro grandezze R_{ge}, R_u, I_{go}, I_{ao} sia praticamente nulla: diventa allora trascurabile la corrispondente caduta di tensione.

Se la e_g è una forza elettromotrice variabile, la sua presenza provoca il manifestarsi di una tensione variabile v_g, che si aggiunge alla già esistente V_{go}; sotto l'azione di questa v_g, nascono componenti variabili i_g ed i_a, che si aggiungono alla I_{go} ed alla I_{a0}; e la i_a, circolando nella z_u, vi provoca una caduta di tensione v_a, che si aggiunge alla V_{a0}.

L'applicazione della tensione di controllo, per tacere degli altri effetti, provoca dunque il nascere di una corrente i_a nel circuito anodico, l'insorgere di una tensione v_a ai capi della z_u, e l'assorbimento di potenza (il cui valore istantaneo è $P_u = v_a i_a$) da parte della stessa z_u.

Il valore della v_a, tenendo conto che le tensioni si considerano positive quando sono più alte di quella del catodo, e le correnti si considerano positive quando vanno dall'anodo al catodo nell'interno del tubo, e quindi dal catodo all'anodo nei circuiti esterni, è dato dal prodotto $-i_a z_u$; la potenza P_u è uguale a $R_u\, i_a^2$: la v_a può dunque essere positiva o negativa, a seconda del segno della i_a e della z_u; la P_u è sempre positiva.

Queste considerazioni elementari permettono già di individuare la natura e le funzioni del tubo elettronico:

Esso è, essenzialmente, un relé, estremamente pronto e sensibile, atto a mettere in gioco, senza apprezzabile ritardo, quantità relativamente grandi di energia, nel circuito anodico, mediante comando del potenziale della griglia, cioè con l'impiego di quantità di energia molto piccole: teoricamente nulle se la V_g non diviene mai positiva.

Ed è anche un convertitore, che, sotto l'azione eccitatrice del potenziale della griglia, preleva energia di corrente continua dalla sorgente alimentatrice E_{ao}, e cede energia di corrente variabile al circuito di utilizzazione z_u.

3. L'EQUAZIONE CARATTERISTICA DEL TUBO CON UNA GRIGLIA DI CONTROLLO. — Dopo quanto abbiamo detto, siamo in grado di meglio comprendere l'affermazione, fatta più volte, della preminente importanza della legge, che lega la I_a alla V_g ed alla V_a. Questa legge, come abbiamo visto, è del tipo:

$$(1) \qquad I_a = f\left(V_g + \frac{V_a}{\mu}\right) = k\left(V_g + \frac{V_a}{\mu}\right)^{3/2}$$

per il triodo; e del tipo:

$$(2) \qquad I_a = f\left(V_g + \frac{V_a}{\mu_{sg}} + \frac{V_a}{\mu}\right) = k\left(V_g + \frac{V_s}{\mu_{sg}} + \frac{V_a}{\mu}\right)^{3/2}$$

per il tetrodo e per il pentodo.

Quando, partendo da condizioni iniziali V_{go}, V_{ao}, V_s, I_{ao}, si fa agire una tensione variabile sulla griglia, alla V_{go}, alla V_{ao} ed alla I_{ao} si sovrappongono componenti variabili v_g, v_a, i_a, fra le quali esiste la relazione (formula di Taylor):

$$i_a = f\left(V_{go} + \frac{V_s}{\mu_{gs}} + \frac{V_{ao}}{\mu} + v_g + \frac{v_a}{\mu}\right) - f\left(V_{go} + \frac{V_s}{\mu_{sg}} + \frac{V_{oo}}{\mu}\right) =$$

$$= \frac{1}{1!}\left(\frac{\partial I_a}{\partial V_g}\right)_o \left(v_g + \frac{v_a}{\mu}\right) + \frac{1}{2!}\left(\frac{\partial^2 I_a}{\partial V_g^2}\right)_o \left(v_g + \frac{v_a}{\mu}\right)^2 +$$

$$+ \frac{1}{3!}\left(\frac{\partial^3 I_a}{\partial V_g^3}\right)_o \left(v_g + \frac{v_a}{\mu}\right)^3 + \dots$$

Ricordando che, per definizione, $S_a = \dfrac{\partial I_a}{\partial V_a}$, si ha:

$$(3) \qquad i_a = S_{ao}\left(v_g + \frac{v_a}{\mu}\right) + \frac{1}{2}\left(\frac{\partial S_a}{\partial V_g}\right)_o \left(v_g + \frac{v_a}{\mu}\right)^2 +$$

$$+ \frac{1}{6}\left(\frac{\partial^2 S_a}{\partial V_g}\right)_o \left(v_g + \frac{v_a}{\mu}\right)^3 + \dots,$$

o anche, tenendo presente che $v_a = -i_a z_u$:

$$(4) \qquad i_a = S_{ao}\left(v_g - \frac{i_a z_u}{\mu}\right) + \frac{1}{2}\left(\frac{\partial S_a}{\partial V_g}\right)_o \left(v_g - \frac{i_a z_u}{\mu}\right)^2 + \\ + \frac{1}{6}\left(\frac{\partial^2 S_a}{\partial V_g{}^2}\right)_o \left(v_g - \frac{i_a z_u}{\mu}\right)^3 + \ldots .$$

L'indice zero, apposto alle derivate della I_a rispetto alla V_g, e quindi anche alla S_a e alle sue derivate rispetto alla V_g, vuol ricordare ch'esse debbono essere conputate nel punto di riposo.

Le equazioni (3) e (4) esprimono analiticamente l'andamento delle caratteristiche attorno al « punto di riposo » V_{go}, V_{ao}, I_{ao}, e dànno risultati soddisfacenti, ove si prenda un congruo numero di addendi, e siano soddisfatte le seguenti condizioni:

a) La I_a, somma della I_{ao} e della i_a diversa da zero e dalla corrente di saturazione.

b) μ costante (come praticamente accade nei triodi); oppure $\frac{v_a}{\mu}$ trascurabile di fronte a v_g (come praticamente accade nei tetrodi e nei pentodi).

L'uso delle formule (3) e (4) è, in generale, più comodo di quello delle formule (1) e (2); in pratica la serie converge rapidamente, e due o, al massimo, tre addendi bastano per rappresentare assai bene il comportamento del tubo.

Quando poi la zona delle caratteristiche interessata corrisponde a quella in cui la S_a è praticamente costante (caratteristiche praticamente rettilinee, vedi fig. 24 e 30); oppure quando la v_g e la v_a sono molto piccole, la convergenza è così rapida, che ci si può accontentare del solo primo addendo. L'equazione caratteristica assume allora la forma particolarmente semplice:

$$(5) \qquad i_a = S_a\left(v_g + \frac{v_a}{\mu}\right) = S_a\left(v_g - \frac{i_a z_u}{\mu}\right)$$

nota sotto il nome di « equazione di Vallauri ». Secondo i concetti della geometria analitica, il campo dei valori nel quale

la (5) risulta applicabile è quello ove la superficie rappresentata dalla equazione $I_a = f(V_a, V_g)$ si confonde con un piano.

La equazione (4) esprime la i_a come funzione implicita della i_a stessa; poichè una espressione che dia la i_a come funzione della sola v_g deve avere la forma:

$$i_a = a_1 v_g + a_2 v_g^2 + a_3 v_g^3 + \dots \tag{6}$$

se sostituiamo questo valore «formale» della i_a nella (4) ed eguagliamo nei due membri i coefficienti delle uguali potenze di v_g, si ottiene:

$$\left\{\begin{aligned} a_1 &= \frac{\mu}{R_a + z_{u1}} \\ a_2 &= \frac{1}{2!\,\mu\, S_a} \frac{\partial S_a}{\partial V_g} \frac{\left(\dfrac{\mu R_a}{R_a + z_{u1}}\right)^2}{R_a + z_{u2}} \\ a_3 &= \frac{\dfrac{1}{3!\,\mu^2 S_a} \dfrac{\partial^2 S}{\partial V_g^2}\left(\dfrac{\mu R_a}{R_a + z_{u1}}\right)^3 - \dfrac{1}{\mu S_a}\dfrac{\partial S_a}{\partial V_g}\left(\dfrac{\mu R_a}{R_a + z_{u1}}\right) a_2 z_{u2}}{R_a + z_{u3}} \\ &\dots\dots\dots\dots\dots\dots \end{aligned}\right. \tag{7}$$

nelle quali $z_{u1}, z_{u2}, z_{u3}, \dots$, rappresentano il valore della impedenza offerta dal circuito utilizzatore alle componenti $a_1 v_g$, $a_2 v_g^2$, $a_3 v_g^3, \dots$ della i_a, rispettivamente.

Nei pentodi è, normalmente, $\frac{v_a}{\mu}$ trascurabile di fronte a v_g; dalla (3) si ricava allora immediatamente:

$$i_a = S_a v_g + \frac{1}{2!}\frac{S_a}{\partial V_g} v_g^2 + \frac{1}{3!}\frac{\partial^2 S_a}{\partial V_g^2} v_g^3 + \dots \tag{8}$$

4. Caratteristiche dinamiche e di lavoro. — Le caratteristiche statiche della corrente anodica vengono rilevate, come abbiamo detto, assegnando determinate coppie di valori alla V_g ed alla V_a, e misurando i corrispondenti valori della I_a. Quelle della famiglia rappresentata nella fig. 25 *a* corrispondono cia-

scuna ad un valore costante della V_g; quelle della famiglia rappresentata nella fig. 25 *b* corrispondono ciascuna ad un valore costante della V_a.

Per lo studio del comportamento del tubo nelle applicazioni interessano anche altre caratteristiche: quelle che dànno il valore della I_a come funzione della V_g, quando siano stabilite le condizioni iniziali (V_{go}, V_{ao}) e si faccia agire una tensione variabile (in particolare alternativa sinusoidale), nel circuito di griglia di un sistema come quelli rappresentati nelle figg. 37 e 38. Tali caratteristiche si chiamano « dinamiche ».

Supponiamo, per semplicità, che la z_u sia costituita da una resistenza ohmica R_u. L'equazione della I_a assume la forma:

$$I_a = f\left(V_g + \frac{E_{ao} - R_u I_a}{\mu}\right)$$

per il triodo; e la forma:

$$I_a = f\left(V_g + \frac{V_s}{\mu_{sg}} + \frac{E_{ao} - R_u I_a}{\mu}\right)$$

per il pentodo.

L'andamento della I_a è dunque analogo a quello indicato nella fig. 25 *b*, ma i singoli valori sono più piccoli di quelli corrispondenti alla caratteristica statica rilevata per $V_a = E_{ao}$, cioè con $R_u = 0$: tanto più piccoli quanto più è grande I_a.

La discrepanza fra le due curve può essere relativamente forte nel triodo (quando sia grande R_u), dato che μ è relativamente piccolo; è invece poco rilevante nel pentodo (a pari valore di R_u), dato che in questo tubo il valore di μ è sempre assai grande.

Se z_u non è una resistenza ohmica, ma una impedenza mista, lo sfasamento fra le componenti variabili v_a ed i_a della V_a e della I_a, fa sì che i valori della I_a corrispondenti a valori crescenti della V_g non sono più uguali a quelli che corrispondono a valori decrescenti della stessa variabile: la I_a diventa cioè una funzione a due valori nei riguardi della variabile V_g e la caratteristica dinamica assume la forma di un « ciclo », pressochè ellittico.

Se si traccia la caratteristica dinamica sullo stesso diagramma che rappresenta la famiglia di caratteristiche statiche $I_a = f(V_g)$ per $V_a = \text{cost}$ (fig. 25 *b*), ogni suo punto determina, nelle condizioni di funzionamento, la corrispondenza fra i valori della V_g (ascissa) e quelli della I_a (ordinata) e della V_a (quota della caratteristica che passa per il punto V_g, I_a).

In corrispondenza della caratteristica dinamica, si può definire anche una « pendenza dinamica » S_{ad}, che, per essere i valori « dinamici » della I_a inferiori ai corrispondenti valori « statici » ($z_u = 0$; $V_a = E_{ao}$), risulta minore della corrispondente pendenza « statica » S_a. Se consideriamo, ad esempio, il caso (il campo di valori) in cui sia valida la equazione di Vallauri, si ha:

$$\text{Per } z_u = 0 \qquad i_a = S_a v_g$$

$$\text{Per } z_u = R_a \qquad i_a = S_a \left(\frac{v_g - R_u i_a}{\mu} \right)$$

cioè $i_a \left(1 - \frac{S_a R_u}{\mu}\right) = S_a v_g$ o anche, ricordando la relazione $\mu = S_a R_a$

$$i_a = \frac{S_a v_g}{1 + \frac{R_u}{R_a}} = S_{ad} v_g$$

dalla quale risulta:

$$S_{ad} = S_a \frac{1}{1 + \frac{R_u}{R_a}} = \frac{\mu}{R_a + R_u}$$

che mostra essere $S_{ad} < S_a$.

Un'altra caratteristica, affine alla dinamica, chiamata « caratteristica di lavoro » o « caratteristica di carico », che presenta notevole interesse per le applicazioni, può essere tracciata sul diagramma della famiglia di caratteristiche statiche $I_a = f(V_a)$ per $V_g = \text{cost}$ (fig. 25 *a*). Nel caso in cui sia $z_u = R_u$, essa è una retta, che passa per il « punto di riposo » (V_{ao}, I_{ao})

e forma con l'asse delle ascisse (V_a) un angolo α tale che sia $\tan \alpha = \frac{1}{R_u}$.

Nelle condizioni di funzionamento, ogni suo punto determina la corrispondenza fra i valori della I_a (ordinata) e quelli della V_a (ascissa; $V_a = V_{ao} - R_u i_a$) e della V_g (quota della caratteristica che passa per il punto (V_a, I_a).

Nel caso in cui la z_u sia reattiva o complessa, la caratteristica di lavoro, invece che una retta, è, all'incirca, un'ellisse.

Capitolo Sesto.

LA AMPLIFICAZIONE DI TENSIONE.

1. Classificazione degli amplificatori. — L'attitudine del tubo elettronico a funzionare come relé lo rende particolarmente idoneo all'impiego come amplificatore; l'insieme di un numero conveniente di tubi, disposti in serie, permette di ottenere, almeno teoricamente (vedremo le difficoltà pratiche che si incontrano), una amplificazione grande quanto si desidera.

Gli amplificatori vengono classificati a seconda degli scopi per i quali sono costruiti, e delle condizioni nelle quali operano.

Per ciò che riguarda gli scopi, si hanno:

1°) Amplificatori per frequenze acustiche (da circa 15 a circa 15.000 Hz).

2°) Amplificatori per radio frequenze (maggiori di circa 15.000 Hz).

3°) Amplificatori per frequenze televisive (da circa 5 a circa 1.000.000 di Hz).

4°) Amplificatori per correnti continue.

5°) Amplificatori a banda ristretta.

6°) Amplificatori a larga banda.

7°) Amplificatori di tensione.

8°) Amplificatori di potenza.

A proposito dei gruppi 5° e 6°, la larghezza della banda che si considera non è la differenza fra i valori delle frequenze

estreme, sibbene il rapporto di questa differenza alla frequenza media aritmetica: cosicchè il gruppo di frequenze comprese fra 100 e 5000 Hz è considerato una banda larga $\left(\frac{4900}{2550} \sim 1{,}92\right)$, mentre il gruppo di frequenze fra 995.000 e 1.005.000 Hz è considerato una banda stretta $\left(\frac{10.000}{10.000.000} = 0{,}01\right)$.

A proposito dei gruppi 7° e 8°, poichè, come abbiamo visto nel capitolo V, non esiste amplificazione di tensione senza amplificazione di potenza, in quanto l'insorgere di una tensione $i_a z_u$ ai capi della z_u provoca la cessione, alla stessa z_u, della potenza $R_u i_a^2$ (e non esiste, praticamente, z_u priva di R_u), dobbiamo intendere che negli amplificatori del gruppo 7° si cerca di attuare le condizioni per una massima $i_a z_u$, e negli amplificatori del gruppo 8° si cerca di attuare le condizioni per una massima $R_u i_a^2$.

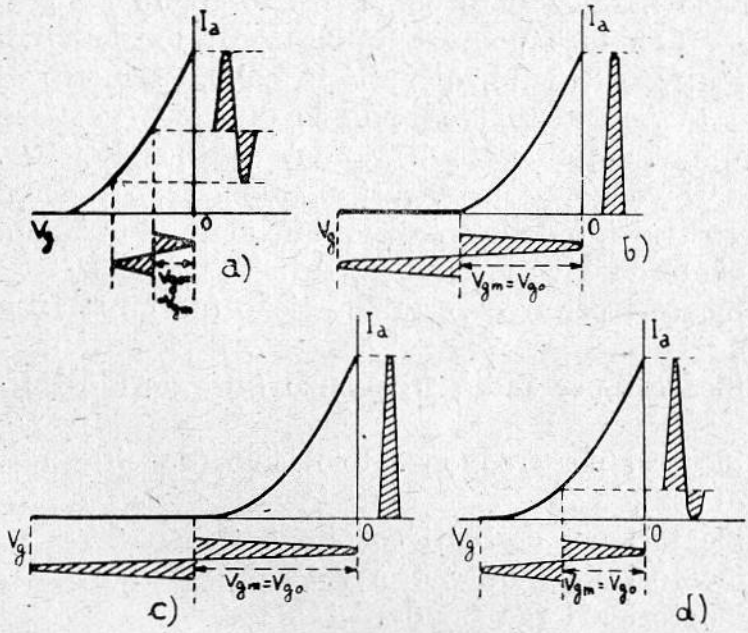


Fig. 39.

Per ciò che riguarda le condizioni nelle quali operano, supposta la v_g alternativa sinusoidale, di frequenza f (periodo $T = \frac{1}{f}$), cioè $v_g = V_{gm}$ sen $2\pi f t$, gli amplificatori si suddividono in:

1°) Amplificatori di classe A: quando la corrente anodica I_a fluisce durante tutto il periodo (fig. 39 a).

2°) Amplificatori di classe B: quando la corrente anodica I_a fluisce durante mezzo periodo (fig. 39 *b*).

3°) Amplificatori di classe C: quando la corrente anodica I_a fluisce per meno di mezzo periodo (fig. 39 *c*).

4°) Amplificatori di classe AB: quando la corrente anodica I_a fluisce per meno di un periodo, e per più di mezzo periodo (fig. 39 *d*).

A parità di altre condizioni, è evidente che il tipo di funzionamento è determinato dalla tensione di polarizzazione di griglia, V_{go}. Nella fig. 39 abbiamo scelto $V_{gm} = V_{go}$.

2. Fenomeni di distorsione negli amplificatori. — Un amplificatore perfetto dovrebbe dar luogo ad una tensione « di uscita » v_a, in tutto simile a quella « di entrata » v_g. Questo non è possibile in pratica: sia perchè, come abbiamo visto, la relazione fra la i_a e la v_g può esser considerata lineare soltanto quando siano verificate le condizioni che rendono applicabile l'equazione di Vallauri; sia ancora perchè, quando la v_g è somma di più tensioni armoniche semplici di frequenza diversa, è difficile che tutte le singole componenti vengano ugualmente trattate; sia infine perchè è raro che le componenti stesse, nel processo di amplificazione, mantengano inalterate le rispettive relazioni di fase.

Si verificano perciò, in generale, fenomeni di « distorsione di ampiezza », « distorsione di frequenza » e « distorsione di fase ».

La distorsione in ampiezza è più o meno presente in tutti gli amplificatori, specialmente se si interessano quelle zone delle caratteristiche in cui maggiormente si allontana dalla legge lineare la relazione di dipendenza fra la v_g e la i_a; e può essere accentuata quando si permetta alla griglia di assumere tensioni positive, perchè in tal caso, nel determinare il valore della V_g, alle forze elettromotrici E_{go} ed e_g, volontariamente introdotte, si somma la caduta di tensione $-z_{ge}\, i_g$ (z_{ge} può essere, ad esempio, la impedenza del circuito [secondario] nel quale viene indotta la f. e. m. e_g). La distorsione in ampiezza si risolve nella produzione di armoniche superiori delle oscillazioni che compongono la e_g, e di oscillazioni aventi frequenze

risultanti da combinazioni lineari delle frequenze delle componenti stesse, e delle loro armoniche superiori.

La distorsione di frequenza è comunemente presente negli amplificatori a larga banda, quali sono quelli per correnti e tensioni che traducano fenomeni acustici, e, ancor più, fenomeni ottici (televisione); essa tende, in generale, ad accentuarsi quanto più si spinge l'amplificazione.

La distorsione di fase si manifesta quando le singole componenti di una oscillazione complessa passano con differenti velocità attraverso il complesso dei circuiti: la forma della oscillazione risultante viene allora modificata. Dal punto di vista pratico questo tipo di distorsione non ha grande importanza nei riguardi dei fenomeni acustici, perchè l'orecchio umano vi è poco sensibile; ne ha invece, specialmente quando è accentuata, per gli impianti televisivi e per la telegrafia e la telefonia a mezzo di linee molto lunghe.

3. Circuito equivalente di alcuni amplificatori classe A. — Nel caso di un amplificatore classe A (I_a sempre maggiore di zero) che venga comandato da una tensione molto piccola, o tale da interessare quella zona delle caratteristiche della I_a, nella quale la S_a può considerarsi praticamente costante, abbiamo visto che può applicarsi l'equazione di Vallauri

$$i_a = S_a \left(v_g - \frac{i_a z_u}{\mu} \right)$$

la quale, ricordando che $S_a = \dfrac{\mu}{R_a}$ e tenendo presente che la corrente anodica si considera positiva quando va dall'anodo al catodo *nell'interno del tubo*, può essere scritta:

$$i_a = \frac{\mu\, v_g}{R_a + z_u} \tag{1}$$

Il valore della i_a è cioè quello della corrente che percorrerebbe un circuito, costituito dalla R_a e dalla z_u, disposte in

serie, nel quale agisse una tensione $-\mu v_g$ (fig. 40). La tensione di uscita, $i_a z_u$, è dunque data da:

$$v_a = -\frac{z_u \mu v_g}{R_a + z_u} \tag{2}$$

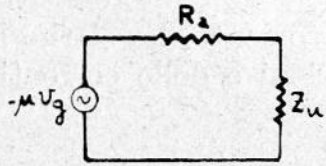


Fig. 40.

e il «rapporto di amplificazione», a, è espresso dalla formula

$$a = \frac{v_a}{v_g} = -\frac{z_u \mu}{R_a + z_u} = -\frac{\mu}{1 + \frac{R_a}{z_u}}. \tag{3}$$

Questa relazione mette in evidenza il significato fisico del «coefficiente di amplificazione» μ: esso esprime il limite a cui tende l'amplificazione effettuata per mezzo di un tubo avente μ per parametro, quando z_u tende all'infinito.

La espressione della v_a può anche essere messa sotto la forma ($\mu = R_a S_a$):

$$v_a = -S_a v_g \frac{R_a z_u}{R_a + z_u}.$$

Poichè la frazione rappresenta l'impedenza complessiva della R_a e della z_u disposte in parallelo, si conclude che la tensione v_a è la stessa che si misurerebbe ai capi di un circuito formato dalla R_a e dalla z_u, disposte in parallelo, percorso dalla corrente $-S_a v_g$ (fig. 41).

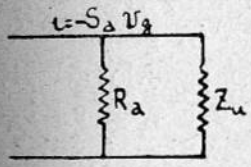


Fig. 41.

È questa una nuova forma del circuito equivalente dell'amplificatore considerato.

4. Impedenza di entrata di un tubo. — Per poter prevedere il comportamento di un amplificatore, occorre conoscere il valore della z_u. Quando più tubi amplificatori, o, come si dice più comunemente, quando più «stadi di amplificazione» sono disposti in serie, l'impedenza z_u di uno stadio è costituita dalla impedenza di entrata del tubo, che appartiene allo stadio successivo: occorre dunque valutare questa impedenza di entrata. Consideriamo dapprima il triodo, e trac-

ciamone lo schema equivalente (fig. 42 *b*), sopprimendo, perchè non interessanti agli effetti della nostra ricerca, tutti gli elementi che si riferiscono alle componenti continue delle tensioni e delle correnti. R_g ed R_a rappresentano le resistenze in-

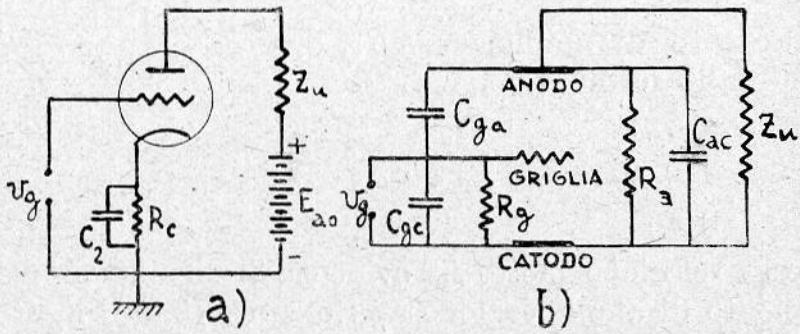


Fig. 42.

terne di griglia e di placca, che già abbiamo definito $\left(R = \frac{\partial V}{\partial I}\right)$; C_{gc}, C_{ga}, C_{ac} le tre capacità interelettrodiche.

Se l'anodo fosse collegato con il catodo mediante un tratto di circuito privo di impedenza ($z_u = 0$), il tubo si comporterebbe come un complesso costituito dalla resistenza R_g in parallelo con la capacità $C_{gc} + C_{ga}$.

Se l'anodo è collegato al catodo mediante una resistenza ohmica R_u, il rapporto di amplificazione a, che in generale è complesso (vedi formula 3), è reale: poniamolo uguale ad A. Ogni variazione v_g della tensione di griglia provoca una variazione $-A\,v_g$ della tensione anodica: la differenza di potenziale esistente ai capi della capacità griglia anodo è cioè $1 + A$ volte la differenza di potenziale fra griglia e catodo: agli effetti della corrente erogata dalla v_g, è come se, fermo restando il valore della v_g stessa, la capacità griglia anodo fosse $1 + A$ volte quella effettiva: il tubo si comporta cioè come una impedenza costituita dalla R_g in parallelo con una capacità C_d, avente valore pari alla somma $C_{gc} + C_{ga}\,(1 + A)$.

Supponiamo ora che l'anodo sia collegato al catodo mediante una impedenza complessa z_u; in tal caso il rapporto di amplificazione, a, è complesso: poniamolo uguale ad A (cos θ +

$+ j \operatorname{sen} \theta$); ($A$ = valore assoluto di a; θ = arco che ha per tangente il rapporto fra la parte immaginaria e la parte reale di a). Si dimostra facilmente che il tubo si comporta allora, nei confronti della v_g, come una impedenza costituita da una resistenza R_d ed una capacità C_d, disposte in parallelo, ed aventi, rispettivamente, il valore:

$$R_d = \frac{1}{\frac{1}{R_g} - \omega C_{ga} A \operatorname{sen} \theta}$$

$$C_d = C_{gc} + C_{ga} (1 + A \cos \theta).$$

R_d e C_d si chiamano « resistenza e capacità dinamiche di entrata » del tubo.

L'espressione della resistenza dinamica mostra che, anche quando la griglia è sempre mantenuta a potenziale negativo, nel qual caso è da considerarsi $R_g = \infty$, R_d può essere finito. Ciò significa che, a seconda del segno di R_d, la sorgente della v_g eroga energia ($R_d > 0$), oppure ne assorbe ($R_d < 0$).

Nel caso del tetrodo e del pentodo, le capacità in parallelo con quella griglia catodo sono, rispettivamente, due o tre: la griglia-anodo, la griglia-schermo e, eventualmente, la griglia-soppressore. La capacità griglia anodo interviene come nel caso del triodo, ma, come sappiamo, il suo valore è grandemente ridotto dalla presenza dello schermo: mentre in un piccolo triodo normale è dell'ordine di alcuni micro-microfarad, nel pentodo corrispondente è dell'ordine di alcuni millesimi di micro-microfarad; la capacità griglia soppressore, piccolissima, è sempre trascurabile di fronte a quella griglia schermo: e questa, dato che tale elettrodo è sempre mantenuto a potenziale costante, interviene sempre e soltanto con il suo valore elettrostatico, che nei piccoli tubi normali è dell'ordine di alcuni micromicrofarad.

5. Amplificatori di tensione per basse frequenze, a larga banda, a resistenza e capacità. — Lo schema di principio di uno stadio di amplificazione a resistenza e capacità,

mediante triodo, è rappresentato nella fig. 43. Quello relativo a tetrodo o pentodo ne differirebbe soltanto per la presenza dello schermo a potenziale costante, quindi (concettualmente) in nulla nei riguardi delle grandezze variabili. Il tubo 1 ha la funzione di fornire alla griglia del tubo 2 una tensione v_{g2} che sia l'immagine amplificata di quella v_{g1} di entrata. La capacità C_1 è necessaria, per evitare che sulla griglia del tubo 2 si localizzi anche la componente continua della tensione anodica del tubo 1; la resistenza R'_1 è necessaria per vincolare il potenziale medio della griglia del tubo 2. Supposta applicabile l'equazione di Vallauri, la fig. 44 rappresenta lo schema equivalente del complesso che ci proponiamo di studiare. R_a è la resistenza anodica del tubo 1; μ il coefficiente di amplificazione interna dello stesso; C_{u1} la sua capacità di uscita: somma della capacità placca catodo e di eventuali capacità parassite; R_{d2} e C_{d2} sono la resistenza dinamica di entrata e la capacità dinamica di entrata del tubo 2.

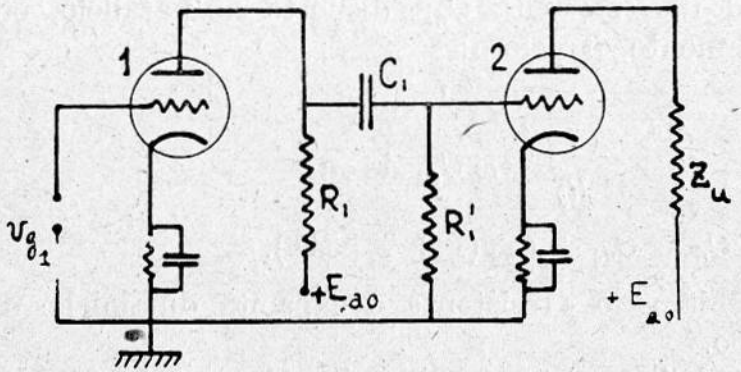


Fig. 43.

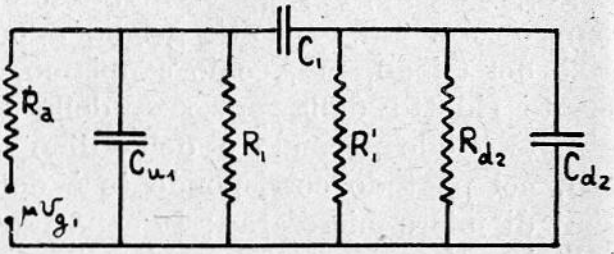


Fig. 44.

Le capacità C_{u1} e C_{d2} sono, come vedremo, molto più piccole della C_1: di un altro ordine di grandezza; la loro influenza si fa sentire soltanto alle frequenze (relativamente elevate) per le quali la loro reattanza diviene dello stesso ordine di grandezza delle resistenze con le quali sono poste in parallelo;

in tali condizioni la reattanza della C_1 è così bassa, da potersi considerare praticamente nulla. Si può dunque adottare lo schema equivalente semplificato, riprodotto nella fig. 45, nella quale C_2 è la somma di C_{u1} e di C_{d2}, ed R_2 è la risultante delle resistenze R'_1 ed R_{d2}

$$\left(R_2 = \frac{R'_1 \; R_{d2}}{R'_1 + R_{d2}}\right).$$

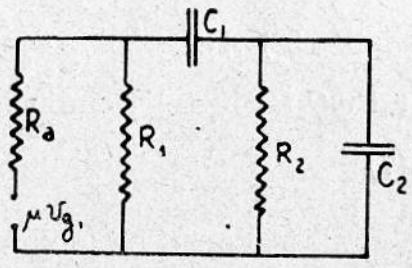


Fig. 45.

Supposta alternativa sinusoidale la v_g, è facile ricavare il valore della tensione ai capi del condensatore C_2 (o della resistenza R_2), che è la tensione v_{g2} cercata. Ponendo A uguale al rapporto fra i valori efficaci V_{g2} e V_{g1} delle tensioni v_{g2} e v_{g1}, si trova (facendo qualche lecita approssimazione):

$$A = S_a \, R \, \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\omega \, C_2 \, R - \dfrac{1}{\omega \, C_1 \, R_2}\right)^2}} \tag{4}$$

dove: $\omega = 2\pi f$ è la pulsazione della v_{g1}, ed R è la risultante delle tre resistenze R_a, R_1 ed R_2, considerate in parallelo

$$\left(R = \frac{R_a \, R_1 \, R_2}{R_a \, R_1 + R_a \, R_2 + R_1 \, R_2}\right).$$

La formula (4) permette di tracciare la curva di A in funzione della frequenza f della v_{g1}. In linea di massima si può osservare che:

1°) *Alle basse frequenze* $\omega \, C_2 \, R$ è trascurabile di fronte ad $\dfrac{1}{\omega \, C_1 \, R_2}$; in tali condizioni è:

$$A = S_a \, R \, \frac{1}{\sqrt{1 + \dfrac{1}{\omega^2 \, C_1^2 \, R_2^2}}} \tag{5}$$

2°) In tutta una banda di *frequenze intermedie*, per le quali $\left(\omega C_2 R - \frac{1}{\omega C_1 R_2}\right)^2$ è trascurabile di fronte ad 1, si ha:

(6) $$A \cong S_a R.$$

3°) *Alle alte frequenze* $\frac{1}{\omega C_1 R_2}$ è trascurabile di fronte ad $\omega C_2 R$; in tali condizioni è:

(7) $$A = S_a R \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 C^2_2 R^2}}$$

La curva di A in funzione di f presenta dunque un andamento pressochè costante per le frequenze intermedie, e cade per le frequenze basse e per le frequenze alte.

L'esame delle quattro formule scritte per A ci permette di ricavare le condizioni che debbono essere soddisfatte affinchè l'amplificazione sia grande, e la banda di frequenze che subiscono trattamento non troppo dissimile sia molto estesa. Esse sono:

S_a grande, R grande, C_1 grande, R_2 grande, C_2 piccola.

S_a è la pendenza anodica; sappiamo ch'essa varia poco da tubo a tubo.

R è la resistenza equivalente alle tre resistenze R_a, R_1 ed R_2 in parallelo; affinchè R sia grande debbono essere tali tutte e tre le sue componenti.

Perchè sia grande R_a, dato ch'essa è uguale a $\frac{\mu}{S_a}$, e che S_a varia poco da tubo a tubo, occorre che sia grande μ.

R_1 è la resistenza di accoppiamento: dato che la tensione V_{ao} è uguale alla differenza $E_{ao} - R_1 I_{ao}$ il suo valore non deve essere eccessivo, se non si vuole esser costretti a ricorrere all'uso di tensioni E_{ao} troppo elevate. Quando si usano pentodi la si sceglie dell'ordine di 100.000 ÷ 500.000 ohm; quando si usano triodi le si assegna un valore da doppio a quadruplo della R_a.

R_2 è la resistenza complessiva della R_{d2} e della R'_1; poichè quella è sempre molto grande, è questa che decide, prati-

camente, del valore della R_2. Come mostra la formula (5), quando $\omega C_1 R_2 = 1$, è $A \sim 0{,}7\, S_a R$. Se quindi si stabilisce il valore f_o della più bassa frequenza, per la quale si vuole che A sia non inferiore ai 7/10 dell'amplificazione massima, il prodotto $C_1 R_2$ deve essere non inferiore a $\frac{1}{2\pi f_o}$. Si assegna perciò ad R_2, cioè, praticamente, ad R'_1, il valore massimo possibile, e C_1. risulta determinata in conseguenza.

Si potrebbe pensare che non vi fossero limiti nella scelta del valore della R'_1. Ma se il vuoto del tubo non è buono (e perfetto non lo è mai), gli ioni positivi che confluiscono verso la placca provocano nel circuito esterno della griglia una corrente i_g, diretta dalla griglia al catodo, che determina una v_g positiva, misurata dal prodotto $R'_1 i_g$. Questa tensione positiva può soverchiare la V_{go}, determinare una polarizzazione positiva della griglia, e compromettere così il funzionamento o addirittura l'integrità del tubo. Per questo motivo il fabbricante indica il valore massimo ammissibile per la R'_1; nei piccoli tubi normali, tale valore massimo è, di solito, dell'ordine del megaohm.

Il condensatore C_1 deve essere di buona qualità (di solito è a mica) perchè deve ben bloccare la tensione continua; una dispersione apprezzabile, provocherebbe una corrente attraverso la R'_1, e quindi ancora una componente positiva della polarizzazione della griglia, che avrebbe per di più l'instabilità propria delle correnti di dispersione.

Se poniamo $f_o = 30$ e $R'_1 = 1\, M\Omega$, C_1 risulta uguale a circa 5,3 millesimi di microfarad.

C_2 è la somma della capacità di uscita del tubo 1, della capacità distribuita della resistenza R_1, e della capacità dinamica di entrata del tubo 2. Come mostra la formula 7, quando $\omega C_2 R = 1$ è $A = 0{,}7\, S_a R$. Se quindi si fissa il valore f_1 della più alta frequenza, per la quale si vuole che il valore di A non sia inferiore ai 7/10 dell'amplificazione massima, occorre che il prodotto $2\pi f_1 C_2 R$ sia non maggiore di 1. Con i valori pratici che assume la C_2 (alcune diecine di $\mu\mu F$), la f può esser facilmente fissata maggiore di qualsiasi frequenza acustica;

negli amplificatori per televisione, dovendo la f_1, essere molto elevata (dell'ordine del milione di periodi al secondo), per soddisfare la condizione di cui sopra occorre invece di solito ridurre il valore della R, e quindi sacrificare una parte del-

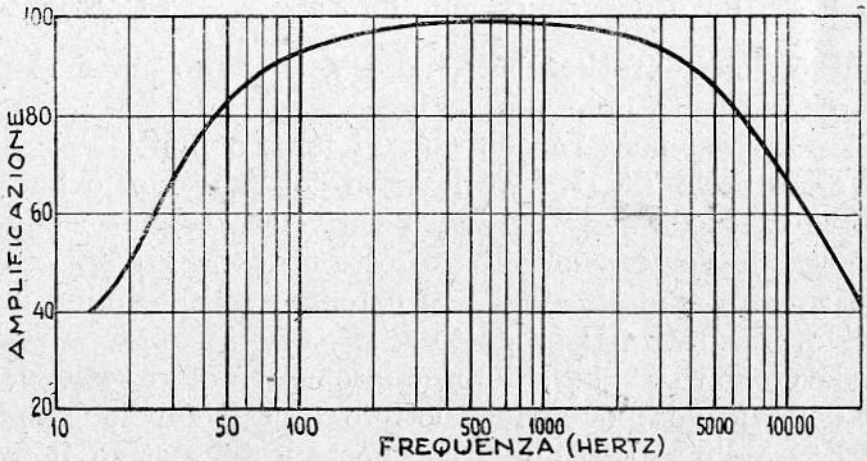


Fig. 46.

l'amplificazione ottenibile, allo scopo di avere una buona uniformità di trattamento per tutte le frequenze che interessano.

Fra le esigenze che abbiamo elencato, quelle che si riferiscono ai valori di μ, di R_a e di C_2 indicano chiaramente che, in linea di massima, il pentodo è preferibile al triodo. Quando si debba usare questo tubo, dovrà essere preferito un tipo ad alto μ. Il tetrodo sarebbe teoricamente impiegabile, ma, come abbiamo detto già, è poco usato a causa della forma insellata delle sue caratteristiche: praticamente l'impiego ne è limitato ai primi stadi di amplificazione in alta frequenza dei ricevitori, dove le tensioni variabili in gioco sono molto piccole.

Nella fig. 46 è rappresentata la curva di amplificazione di uno stadio a resistenza e capacità mediante un pentodo. I valori delle grandezze che figurano nello schema ridotto (fig. 45); sono: $R_a = 5 M\Omega$; $R_1 = 0{,}5\ M\Omega$; $C_1 = 5\ m\mu F$; $R_2 = 0{,}5\ M\Omega$; $C_2 = 70\ \mu\mu F$.

6. Amplificatori di tensione, per basse frequenze, a larga banda, a trasformatore. — Lo schema di principio di uno stadio di amplificazione a trasformatore, mediante triodo, è rappresentato nella fig. 47. Supposta la v_{g1} alternativa sinusoidale, ed ammettendo di operare in condizioni che permettano di ritenere valida l'equazione di Vallauri, ci proponiamo di determinare il valore del rapporto di amplificazione A, fra i valori efficaci della v_{g2} e della v_{g1}. Nella fig. 48 è rappresentato lo schema equivalente del circuito 47: esso è tracciato combinando lo schema equivalente del tubo 1 (fig. 42) con quello del trasformatore, fornito dall'elettrotecnica generale.

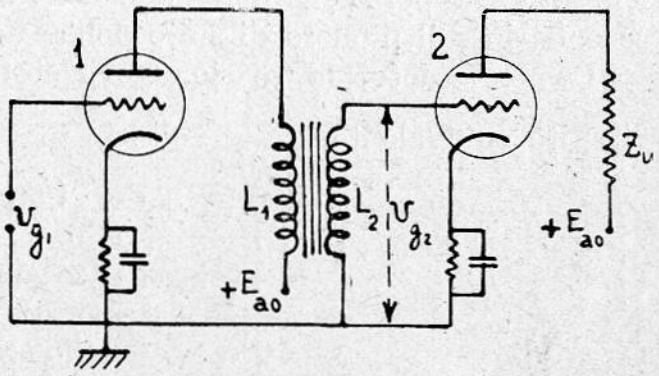


Fig. 47.

Nella fig. 48:

R_a, μ = resistenza anodica e coefficiente di amplificazione del tubo 1;

C_{ac} = capacità di uscita del tubo 1;

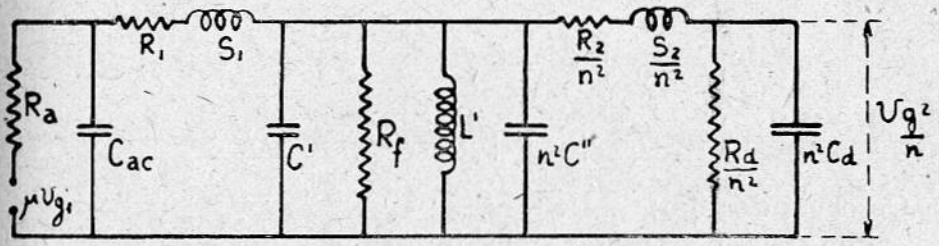


Fig. 48.

R_1, R_2, S_1, S_2 = resistenze e induttanze di dispersione del primario e del secondario del trasformatore;

C', C'' = capacità distribuite degli avvolgimenti primario e secondario;

R_f = resistenza che rappresenta le perdite nel ferro;

L' = parte dell'induttanza primaria, che si concatena con il flusso utile;

R_d, C_d = resistenza e capacità dinamiche di entrata del tubo 2;

n = rapporto fra il numero delle spire dell'avvolgimento secondario e il numero di spire dell'avvolgimento primario.

Come è noto, la tensione che si localizza all'uscita del circuito equivalente, è $\frac{1}{n}$ volte la tensione effettiva v_{g2}.

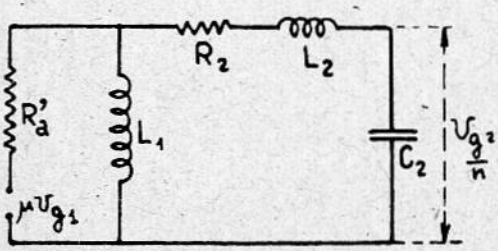


Fig. 49.

Con considerazioni analoghe a quelle già svolte nel caso dell'amplificatore a resistenza e capacità, si passa dallo schema equivalente completo a quello « ridotto » della fig. 49, pienamente soddisfacente per gli scopi pratici. In questa fig. 49:

$$R_a' = R_a + R_1$$
$$L_1 = L'$$

R_2 è la risultante della $\frac{R^2}{n_2}$, e delle resistenze R_f ed $\frac{R_d}{n^2}$, trasferite da derivazione in serie;

$$S_2 = S_1 + \frac{S_2}{n^2}$$

$$C_2 = C_{pc} + C' + n^2 C'' + n^2 C_d.$$

Osservando che:

alle basse frequenze, la impedenza del ramo $R_2 L_2 C_2$ è grandissima di fronte a quella del ramo L_1;

in tutta una gamma di frequenze intermedie, nettamente minori di quella di risonanza del ramo $R_2 L_2 C_2$ $\left[f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}}\right]$, ωL_2 può essere trascurata di fronte a $\frac{1}{\omega C_2}$, e i due rami co-

stituiscono un circuito a risonanza di tensione, di alta impedenza complessiva;

alla frequenza di risonanza del ramo $R_2\, L_2\, C_2$, ed alle alte frequenze, il ramo $R_2 L_2 C_2$ presenta impedenza molto piccola di fronte a quella del ramo L_1;

si ricavano le seguenti espressioni approssimate per A.

1°) *Alle basse frequenze:*

$$A = \mu\, n \frac{\omega\, L_1}{\sqrt{R'_a{}^2 + \omega\, L_1{}^2}} = \mu\, n \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_a'}{\omega\, L_1}\right)^2}} \tag{8}$$

2°) *Alle frequenze intermedie:*

$$A \cong \mu n. \tag{9}$$

3°) *Alle frequenze alte:*

$$A = \mu\, n \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2\, L_2\, C_2)^2 + (R_a' + R_2)^2\, \omega^2\, C_2{}^2}} \tag{10}$$

4°) *Alla frequenza di risonanza del ramo $R_2\, L_2\, C_2$:*

$$A = \mu\, n \frac{1}{(R_a' + R_2)\, \omega\, C_2} = \mu\, n\, Q \tag{11}$$

Nella (11), Q indica il coefficiente di merito $\left(\frac{\omega\, L}{R} = \frac{1}{\omega\, C\, R}\right)$ del circuito $R_a'\, R_2\, L_2 C_2$.

Le quattro formule ora scritte permettono di dedurre i requisiti di un buon amplificatore del tipo considerato:

Per una elevata amplificazione: μ grande, n grande.

Perchè la curva non «cada» troppo alle basse frequenze: R'_a piccolo, L_1 grande. Se si indica con f_o la più bassa frequenza, per la quale si vuole che sia $A \geqq 0{,}7\, \mu n$, deve essere

$$\frac{R_a'}{L_1} \leqq 2\, \pi\, f_o.$$

Perchè la curva non «cada» troppo alle alte frequenze: R'_a, R_2 e C_2 piccoli.

Perchè l'andamento della curva non sia alterato dal guizzo corrispondente alla condizione di risonanza del ramo $R_2\, L_2\, C_2$:

piccolo il prodotto $L_2 C_2$, in modo che la frequenza di risonanza risulti fuori del campo che interessa (maggiore delle frequenze da trattare); oppure moderato il Q del circuito $R_a' R_2 L_2 C_2$ (dell'ordine di 1 o poco più).

È facile vedere che queste esigenze sono in parte contraddittorie:

un elevato μ comporta infatti una elevata R_a, e quindi una grande R_a';

un elevato valore di n, con un grande valore di L_1, comporta un gran numero di spire primarie e secondarie, cioè un elevato valore di L_2, e delle capacità distribuite che entrano nella C_2, qualora non si voglia (come infatti non si vuole) che l'ingombro ed il costo del trasformatore superino ragionevoli limiti.

Per questi motivi si usano normalmente tubi con moderato valore di μ (triodi) e trasformatori con moderato valore di n (da 2 a 5).

Quando si voglia adoperare un pentodo, si usa connettere in parallelo con il primario del trasformatore una resistenza dell'ordine di grandezza di quella interna di un comune triodo: nello schema equivalente (vedi, per maggior chiarezza, la fig. 41) tale resistenza risulta in parallelo con quella interna del pentodo, e la riduce così al valore moderato, che abbiamo trovato essere conveniente.

Poichè il primario del trasformatore è percorso anche dalla componente continua della corrente anodica, il nucleo ne deve essere progettato con le cure alle quali abbiamo accennato nel Cap. II, parlando delle induttanze con nucleo ferro-magnetico.

Nella fig. 50 è riportata la curva di amplificazione di uno stadio di amplificatore a trasformatore. I valori della grandezze che figurano nello schema ridotto (fig. 49) sono: $R_a' = 16350\ \Omega$; $L_1 = 40\ H$; $L_2 = 0{,}4\ H$; $R_2 = 944\ \Omega$; $C_2 = 1600\ \mu\mu F$; $n = 3$.

Gli amplificatori a trasformatore, confrontati con quelli a resistenza e capacità, sono più costosi; permettono, in generale, di ottenere amplificazioni minori; e trattano con relativa uniformità una più stretta banda di frequenze. Tuttavia

vengono, di solito, preferiti per la eccitazione di uno stadio di potenza, perchè il loro circuito anodico e quello di griglia dello stadio successivo, hanno minor resistenza dei corrispondenti

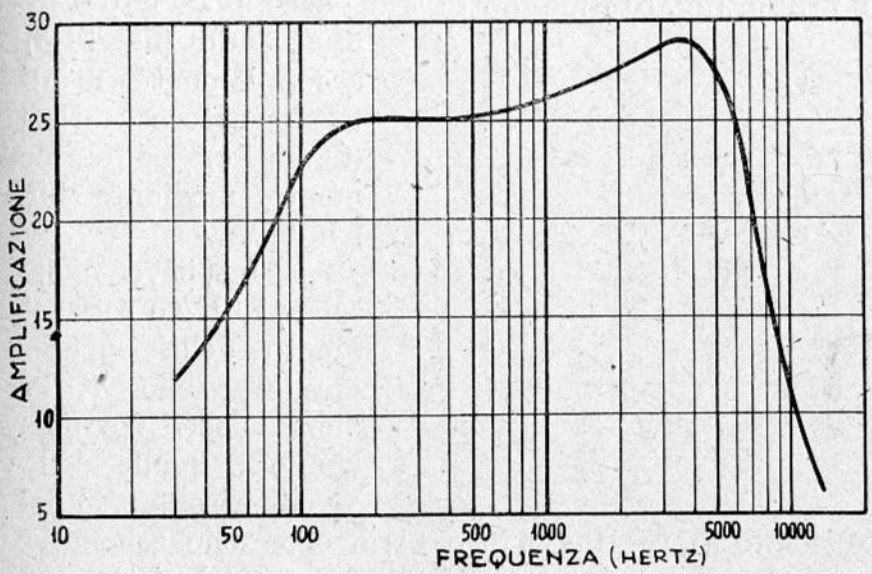


Fig. 50.

circuiti dell'altro tipo di amplificatore; ciò presenta il vantaggio di ottenere, a pari E_{ao}, maggiori V_{ao}, e quindi possibilità di maggiori i_a e v_a; e comporta minori distorsioni nella v_{g2}, quando si permetta alla griglia del tubo 2 (di potenza) di assumere moderati valori positivi.

7. Amplificatori di tensione per alte frequenze, a banda ristretta. — Il fatto di dover trattare bande ristrette, permette e consiglia l'uso di circuiti accordati; e ciò compensa, sotto certi aspetti, le difficoltà inerenti alla importanza sempre maggiore che, al crescere della frequenza, acquistano le reattanze parassite. Queste vengono infatti utilizzate, almeno in parte, nella formazione dei circuiti risonanti, e contribuiscono così all'effetto utile che si ricerca.

Fra le reattanze parassite una ve n'è, tuttavia, i cui effetti si presentano sempre dannosi negli amplificatori: quella do-

vuta alla capacità griglia placca. Il tubo preferito è perciò quasi sempre il pentodo, eventualmente il tetrodo.

Nelle fig. 51 sono riportati gli schemi di principio.

Il primo (fig. 51 *a*) è detto «ad accoppiamento diretto»; il secondo (fig. 51 *b*) «ad accoppiamento mediante trasformatore»; il terzo (fig. 51 *c*) «ad accoppiamento mediante filtro di banda».

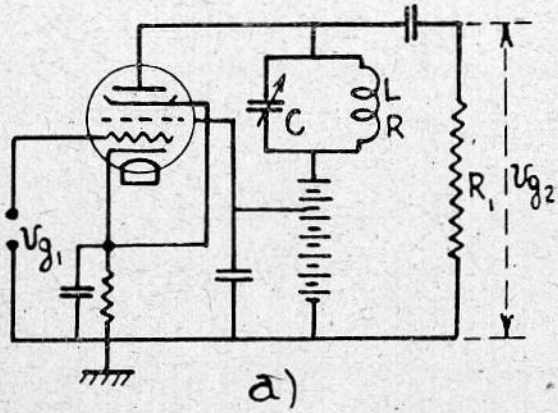


Fig. 51.

È intuitivo che, negli schemi 51 *a* e 51 *b*, l'andamento della curva della amplificazione A, in funzione della frequenza, è simile a quello della curva di risonanza del circuito isolato (Cap. III, § 1 e 2); e che nello schema 51 *c* è analogo a quello della curva di risonanza del sistema di due circuiti accoppiati (Cap. III, § 3). Vi sono differenze quantitative, dovute al fatto che le costanti C, R, L dei vari circuiti accordati risultano modificate dalla presenza degli elementi elettrici derivati ai capi di essi. Se, infatti, immaginiamo di derivare una capacità C', una induttanza L' ed una resistenza R' ai capi di un circuito a risonanza di tensione C, L, R, nel quale si supponga la resistenza concentrata nel ramo induttivo, e trascurabile di fronte ad ωL, accade che:

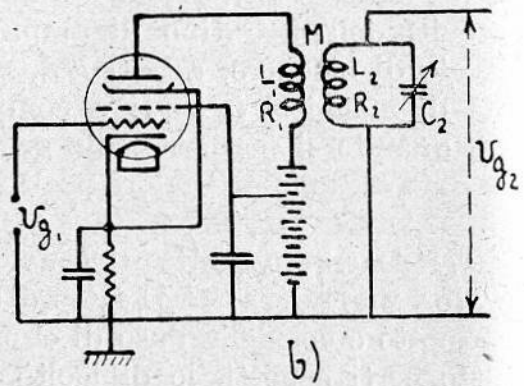


Fig. 51.

le capacità si sommano: il circuito si comporta cioè come se avesse una capacità $C + C'$;

le induttanze si compongono; e il circuito si comporta

come se avesse una induttanza $L \dfrac{1 - \dfrac{M^2}{L L'}}{1 + \dfrac{L}{L'} - \dfrac{2M}{L'}}$, sempre minore (come è facile constatare) della originaria induttanza L (M è il coefficiente di mutua induzione fra L ed L';

alle cause di dissipazione già esistenti si aggiungono anche quelle rappresentate dalla resistenza R', che, se V è tensione efficace ai capi del circuito, sono misurate, da $\dfrac{V^2}{R'}$, e sono quindi tanto più grandi, quanto più piccola è R'. Il circuito si comporta cioè come se la resistenza R, misura della sua altitudine dissipatrice, fosse cresciuta.

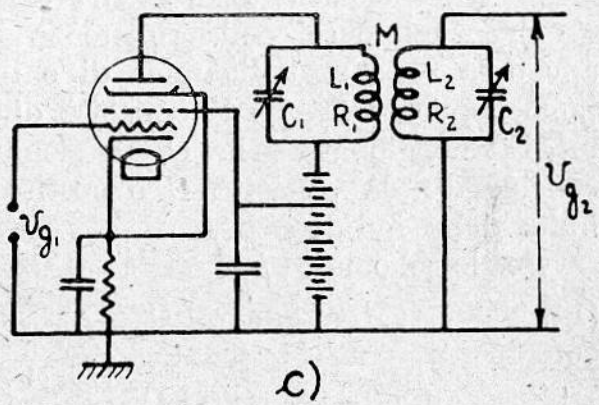


Fig. 51.

Come conseguenza della diminuzione della L e dell'accrescimento della R, il Q del circuito $\left(Q = \dfrac{\omega L}{R}\right)$ risulta peggiorato.

Supponendo applicabile l'equazione di Vallauri, e limitandoci, come al solito, alla considerazione di v_{g1} alternative sinusoidali, lo studio dei sistemi rappresentati nella fig. 51, può essere svolto, analogamente a come già si è fatto nei §§ 5 e 6, tracciando gli schemi equivalenti, e semplificandoli opportunamente.

Per l'amplificatore rappresentato nella fig. 51 *a*, che è analogo a quello a resistenza e capacità (la resistenza di accoppiamento è qui sostituita dal circuito a risonanza di tensione LC) si trova che il valore dell'amplificazione, alla frequenza di risonanza f_r, è espresso da:

(12) $$A = S_a \omega_r L Q' \cong S_a \omega_r L Q$$

con

$$Q' = Q \frac{1}{1 + \frac{\omega_r L Q}{R_a} + \frac{\omega_r L Q}{R_1}} \tag{13}$$

dove:

$\omega_r = 2 \pi f_r$;

Q = coefficiente di merito del circuito accordato.

Eventualmente, nella resistenza R_1 si intende conglobata anche la resistenza dinamica di entrata del tubo cui si suppone applicata la v_{g2}; la capacità dinamica dello stesso si immagina conglobata nella C. In alcuni apparecchi del tipo ora considerato, la capacità C è costituita dalla capacità distribuita dalla induttanza L.

Per lo schema 51 *b* si trova:

$$A = S_a \omega_r M Q' \tag{14}$$

con

$$Q' = Q_2 \frac{1}{1 + \frac{\omega_r^2 M^2}{R_a R_2}} \tag{15}$$

È facile vedere che, al variare di M, A assume il valore massimo A_m per $\omega_r^2 M^2 = R_a R_2$; si ha cioè:

$$A_m = \frac{1}{2} S_a Q_2 \sqrt{R_a R_2} \tag{16}$$

Di solito, questo valore di A_m non può essere ottenuto con i pentodi, dato che R_a è tanto grande, che non può farsi $M = \frac{1}{\omega_r} \sqrt{R_a R_2}$; tale condizione può essere invece verificata con i triodi, ma ciò non costituisce un vantaggio, dato appunto il valore relativamente basso della R_a di questi tubi.

Per lo schema 51 *c*, la amplificazione alla frequenza di risonanza ha il valore

$$A = S_a k \frac{\omega_r \sqrt{L_1 L_2}}{k^2 + \frac{1}{Q_1 Q_2}} \qquad \left[k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \right]$$

che raggiunge il massimo

$$A_m = S_a \frac{\omega_r \sqrt{L_1 L_2 Q_1 Q_2}}{2} \tag{17}$$

per $k = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}}$. Quando k cresce ancora, tale valor massimo si mantiene inalterato, ma, anzichè per la frequenza di risonanza, si verifica per due frequenze $f = f_r (1 \pm \varepsilon)$

$$\left(\text{(vedi Cap. III: } \varepsilon = \frac{1}{2} \sqrt{k^2 - \frac{1}{Q_1 Q_2}} \right).$$

Le formule da (12) a (17) mostrano che vi è interesse a far grande R_a (nella formula 17, a parità di altre condizioni, Q_1 è tanto più grande quanto più elevata è la resistenza R_a, disposta in parallelo con il circuito $L_1 C_1$); esse costituiscono quindi una indicazione per dare la preferenza al pentodo (o, eventualmente, al tetrodo).

Il confronto fra la (12) e la (17), quando in questa si ponga $Q_1 = Q_2 = Q$ ed $L_1 = L_2 = L$: quando, cioè, i due circuiti risonanti siano uguali, mostra che l'amplificazione massima ottenibile con l'accoppiamento diretto è circa doppia di quella che si può avere con l'accoppiamento a banda passante. Questo secondo tipo di circuito presenta tuttavia, come già abbiamo visto, il vantaggio di offrire un trattamento abbastanza uniforme ad una banda di frequenze relativamente larga.

Ricordiamo che la scelta dei Q è vincolata dalla ampiezza della banda passante (vedi Cap. III).

Le formule (12), (14) e (17) mostrano che vi è, in generale, interesse, a fare alti i valori delle induttanze (ricordiamo, a proposito della (14), che $M = k \sqrt{L_1 L_2}$); bisogna tuttavia tener presenti le necessità di un ingombro limitato, il fatto che un elevato rapporto di L a C diminuisce – di solito – il Q (perchè cresce la resistenza), e che attraverso le induttanze si verificano più facilmente accoppiamenti parassiti nocivi.

8. Regolazione (controllo) della amplificazione (controllo di volume). Indicatori di accordo. — Occorre nor-

malmente un dispositivo che permetta di controllare il valore della amplificazione A: ad esempio quando si voglia ricevere con intensità praticamente costante, un segnale affetto da

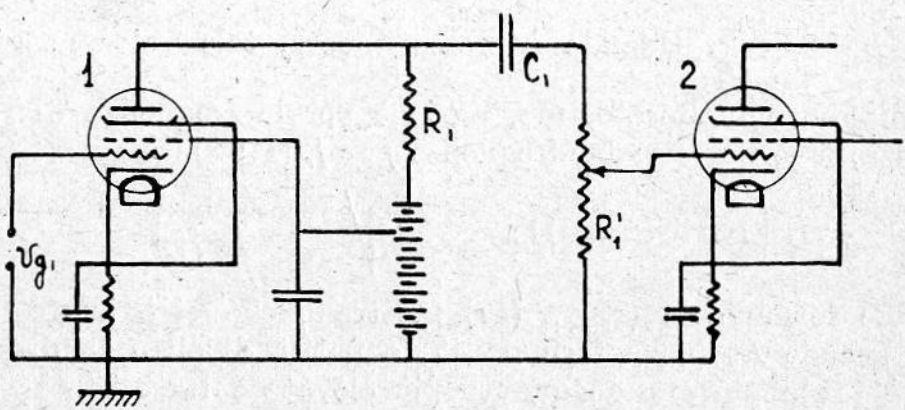


Fig. 52.

« fading » (vedi Cap. XII). Questo dispositivo deve essere tale da non alterare in modo apprezzabile l'andamento di A in funzione della frequenza, e da non introdurre distorsioni di ampiezza.

Il metodo più comunemente usato negli amplificatori per basse frequenze a resistenza e capacità, consiste nel disporre una presa scorrevole sulla resistenza esterna R'_1 della griglia del tubo 2 (fig. 52). Così facendo si varia il valore della resistenza R (formule 5, 6 e 7), risultante dalle resistenze R_1, R_a, ed R'_1 in parallelo, e, al diminuire di R'_1 si migliora il trattamento fatto alle frequenze più alte della banda (vedi formula 7).

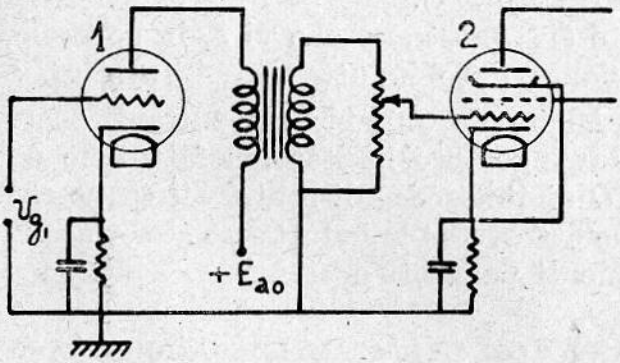


Fig. 53.

Negli amplificatori a trasformatore si usa connettere una elevata resistenza potenziometrica agli estremi del secondario (fig. 53); questo metodo presenta lo svantaggio di introdur-

re, nel circuito esterno di griglia del tubo 2, una resistenza che può assumere valori assai elevati quando la presa scorrevole si sposta verso il centro, e che modifica la curva di A in funzione di f; perciò, quando in un apparecchio amplificatore a più stadi, ve ne sono a trasformatore ed a resistenza-capacità, è sopra uno di questi che si preferisce inserire il dispositivo di regolazione.

Negli amplificatori per alte frequenze si usano normalmente pentodi con griglia regolatrice (vedi Cap. IV); il controllo viene allora effettuato regolando la tensione di polarizzazione della griglia stessa, cioè variando la resistenza inserita nel circuito del catodo. In alcuni tubi, normalmente impiegati per tale scopo, la pendenza varia nel rapporto da 1 a circa 900 per tensioni di polarizzazione variabili da — 50 a — 5 volt. Anche una variazione della tensione di schermo produce effetti analoghi (ma di segno contrario): negli stessi tubi, ai quali si è prima accennato, variando la tensione di schermo da 100 a 60 volt, la pendenza varia nel rapporto da 1 a circa 100 (cresce al diminuire della tensione di schermo). Questi metodi di controllo presentano il vantaggio di non alterare la curva di A in funzione della frequenza, e possono con facilità essere applicati simultaneamente a più stadi; come vedremo in seguito, sono vantaggiosi anche per ciò che si riferisce ad alcuni tipi di disturbo.

Si desidera spesso che la regolazione sia automatica; in tal caso, sempre facendo uso di tubi con pendenza regolabile, una parte della tensione di uscita viene fatta agire sopra un raddrizzatore (vedi Cap. XI) e la corrente continua che se ne ricava, fatta circolare in una resistenza, determina il valore della tensione di polarizzazione V_{go}, o di parte di essa: così, tanto più forte è il segnale di entrata, e quindi tanto più forte è la tensione di uscita, tanto maggiore risulta il valore negativo della V_{go}, e viceversa.

Talvolta si desidera che sia limitato il campo in cui varia l'intensità del segnale di uscita, senza turbarne le variazioni nell'interno del campo stesso; si predispongono allora due regolazioni automatiche: una che intervenga per intensificare i

segnali troppo deboli; una che intervenga per attenuare i segnali troppo forti. Occorre, naturalmente, che le due regolazioni si escludano a vicenda, e che ciascuna di esse intervenga al momento opportuno.

La regolazione automatica è usata pressochè esclusivamente negli amplificatori per alte frequenze; quando sia necessario applicarla ad un amplificatore per basse frequenze, si utilizza la corrente raddrizzata per determinare la polarizzazione di griglia di un pentodo con pendenza regolabile, eccitato secondo lo schema a resistenza-capacità, e predisposto per una moderata amplificazione media.

Quando esiste il controllo automatico di volume, risulta più difficile accordare l'amplificatore sulla frequenza della oscillazione da amplificare, perchè il dispositivo automatico tende a mantenere costante il valore della tensione di uscita, anche quando questa diminuirebbe per imperfetto accordo dei circuiti risonanti. D'altra parte questo accordo è necessario, chè, ove non si operi al centro della curva di risonanza, le due bande laterali di una oscillazione modulata (vedi Cap. IX) risultano trattate in modo diverso, e ne conseguono intollerabili distorsioni. Sono stati perciò ideati indicatori visivi di accordo.

Il più semplice di questi indicatori è costituito da un milliamperometro per corrente continua, inserito nel circuito anodico o nel circuito di polarizzazione del tubo regolatore; nel primo caso l'accordo è indicato da un minimo di corrente; nel secondo da un massimo.

Un secondo tipo utilizza la corrente di polarizzazione, per variare l'ampiezza di una striscia d'ombra, proiettata sopra una superficie traslucida da uno schermo mobile interposto fra questa e una sorgente luminosa; lo schermo può esser collegato all'equipaggio mobile di uno strumento amperometrico.

Un altro è costituito da una lampada a neon, il cui catodo, a forma di stanghetta rettilinea, risulta luminescente lungo un tratto più o meno esteso, a seconda della tensione, proporzionale a quella di polarizzazione del tubo regolatore, che viene applicata ad un elettrodo ausiliario.

Il tipo più diffuso è costituito da un tubo elettronico, la

cui disposizione interna è schematicamente indicata nella fig. 54. C è un catodo caldo; *A* un anodo a forma di imbuto, la cui superficie interna (tratteggiata) è rivestita di materia fluorescente; *A'* due, o quattro, anodi ausiliari, a forma di piastrine rettangolari. A seconda della tensione applicata agli anodi ausiliari *A'*, tensione proporzionale a quella di polarizzazione del tubo regolatore, gli elettroni sono più o meno allontanati dal percorso rettilineo radiale; vengono così a determinarsi, sulla superficie interna dell'anodo, zone di ombra, che hanno i loro assi centrali sulle generatrici che passano per i punti *A*, e che sono tanto più estese quanto più grande è la differenza di potenziale fra l'anodo *A* e gli anodi ausiliari *A'*. Le cose sono disposte in modo che l'accordo è indicato dalla estensione massima di tali zone di ombra.

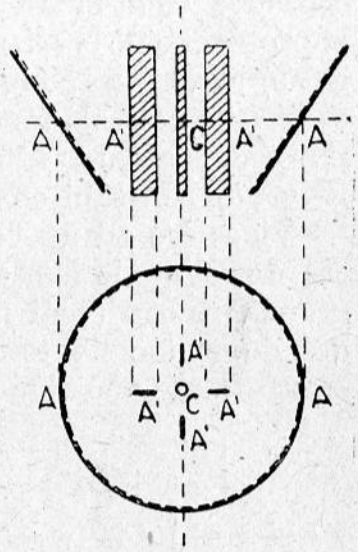


Fig. 54.

9. Rumori negli amplificatori. — Anche in assenza di tensione eccitatrice, gli amplificatori dànno generalmente luogo a tensioni variabili di uscita diverse da zero: cioè, come si dice in gergo, a «rumori», che vengono normalmente raggruppati in tre categorie.

1°) *Rumori dovuti alle correnti alternate a frequenza industriale* (*circa* 50 *Hz*), *comunemente denominati «hum»*. – Dipendono, in generale, da tre cause: riscaldamento del catodo mediante corrente alternata a frequenza industriale; imperfetto livellamento della tensione di alimentazione (ottenuta, di solito, mediante raddrizzamento di tensioni alternative; vedi Cap. XI); accoppiamenti parassiti, sia magnetici, sia elettrostatici.

Per attenuare la prima causa occorre:

a) Nei tubi con catodo a riscaldamento indiretto: schermare elettrostaticamente lo scaldatore ed i relativi conduttori

di alimentazione rispetto al catodo, per non indurre in questo potenziali variabili; avvolgere a doppino gli stessi elementi, per ridurre al minimo il campo magnetico concatenato; ridurre quanto possibile la differenza di potenziale fra scaldatore e catodo; fare in modo che l'inerzia termica del catodo non renda apprezzabile le variazioni di temperatura (e quindi di emissione) al variare periodico della corrente scaldatrice (nei catodi ordinari a riscaldamento indiretto questa condizione è sempre soddisfatta).

b) Nei tubi con catodo a riscaldamento diretto:

Vincolare ad un valore fisso il potenziale di quel punto del catodo, al quale fanno capo i conduttori di ritorno della griglia e della placca (vedi fig. 55); conferire valore sufficientemente grande all'inerzia termica del catodo; scegliere per il catodo stesso forme che riducano gli effetti dovuti alle periodiche dis-

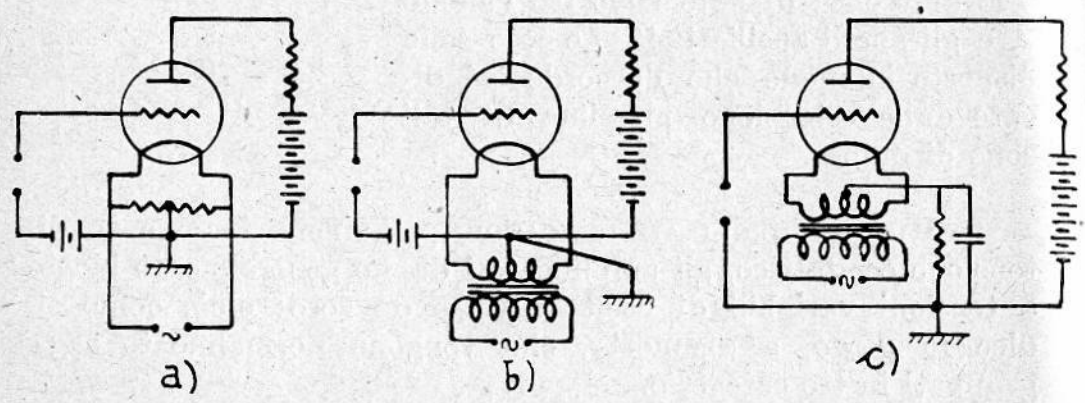


Fig. 55.

simetrie di potenziale che si producono al variare della corrente scaldatrice, e che riducano gli effetti del campo magnetico concatenato (a V, a W).

In pratica si usano catodi a riscaldamento diretto soltanto quando il segnale da amplificare è abbastanza forte, in modo che lo « hum » sia piccolo rispetto ad esso. Quando si ricercano effetti particolarmente buoni si ricorre alla alimentazione con corrente continua.

La seconda causa può essere, quasi sempre, sufficientemente

attenuata, mediante appropriato studio dell'apparecchio alimentatore (vedi Cap. XI). Se a ciò non si riesce, bisogna ricorrere alla alimentazione mediante batterie.

Più difficile, in generale, è combattere la terza causa. In generale occorre:

Schermare i tubi e i conduttori che connettono gli elettrodi: in modo particolare quelli che vanno alla griglia; ridurre al minimo indispensabile (negli amplificatori per basse frequenze) gli stadi a trasformatore; schermare accuratamente i primi stadi dell'amplificatore: quelli nei quali le tensioni in gioco sono ancora molto piccole; schermare i vari trasformatori e, eventualmente, disporre schermi elettrostatici fra primari e secondari; studiare accuratamente la « topografia » dell'apparecchio.

2°) *Rumori microfonici.* – Sono causati da urti meccanici o da vibrazioni sonore di ampiezza notevole (ad es. quando un tubo è vicino ad un alto parlante): le piccole variazioni di posizione relativa fra gli elettrodi, che ne conseguono, producono variazioni nella corrente anodica, che si sovrappongono a quelle comandate dalla tensione della griglia. Possono esser ridotti montando i tubi su zoccoli elastici e proteggendoli contro le onde sonore. Quando si vogliano conseguire risultati particolarmente buoni, occorre scegliere tubi con struttura interna molto rigida.

3°) *Rumori dovuti alla agitazione termica degli elettroni, allo « shot effect », ed a cause occasionali.* — La agitazione termica degli elettroni nei conduttori produce agli estremi di questi una tensione irregolarmente variabile, che, pur essendo molto piccola in valore assoluto, può assumere importanza relativa non trascurabile, ad esempio nel circuito di griglia del primo stadio di amplificazione. In condizioni medie, in una resistenza dell'ordine del mezzo megaohm, alla temperatura di circa 30 gradi centigradi, per una banda di frequenze ampia 5000 periodi, essa tensione è dell'ordine di 6 microvolt: ciò pone un limite inferiore al valore delle tensioni che possono essere utilmente amplificate.

Lo « shott effect » è dovuto al fatto che l'emissione di elettroni da parte del catodo (specialmente se ad ossidi) non è un fenomeno continuo e regolare: componenti variabili della corrente anodica si sovrappongono così a quelle provocate della tensione di controllo. Questo inconveniente risulta attenuato dalla presenza della carica spaziale, che agisce come regolarizzatrice della emissione: è perciò importante usare tubi con catodi aventi potere emissivo nettamente superiore allo stretto necessario.

Cause occasionali di rumori sono poi costituite dai contatti imperfetti, dalle resistenze non perfettamente stabili, dai condensatori avariati e dalle batterie scariche; esse debbono essere accuratamente eliminate.

10. Effetti nocivi della impedenza dinamica di entrata dei tubi e loro neutralizzazione (neutrodina). — Nel paragrafo 4 di questo capitolo, abbiamo visto, che, per effetto della capacità griglia placca, la resistenza dinamica di entrata di un tubo assume il valore

$$R_d = \frac{1}{\frac{1}{R_g} - \omega A C_{ga} \operatorname{sen} \theta}$$

praticamente uguale a $-\frac{1}{\omega C_{ga} A \operatorname{sen} \theta}$, dato che R_g è sempre molto grande.

Questa resistenza può essere positiva o negativa, a seconda del valore di θ. Resistenza positiva significa trasferimento di energia dal circuito di griglia a quello della placca; resistenza negativa, significa, reciprocamente, trasferimento di energia dal circuito anodico a quello della griglia. Ambedue queste condizioni, negli amplificatori, sono da considerarsi sfavorevoli: la prima perchè riduce la tensione utile fra griglia e catodo; la seconda perchè sovrappone alla tensione di controllo una forza elettromotrice che la modifica, e che può dar luogo (come vedremo in seguito) all'innescarsi di autooscillazioni.

Poichè la potenza, trasmessa o ricevuta, è all'incirca pro-

porzionale a v^2/R_d, il suo valore cresce quanto più R_d è piccola; il fenomeno ha dunque importanza tanto maggiore quanto più elevata è la frequenza.

Il metodo più diretto per combattere questo effetto consiste nell'uso di tubi con piccola capacità griglia-placca (tetrodi e pentodi); quando si debbano usare triodi si può far uso di speciali schemi di neutralizzazione, conosciuti sotto il nome generico di « neutrodina ».

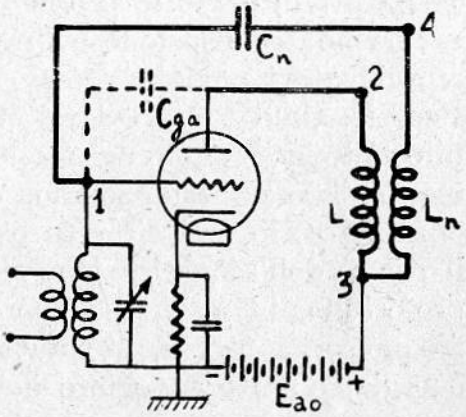


Fig. 56.

Il principio su cui si basano tali schemi è il seguente: costituire un ponte per corrente alternata, equilibrato, tale che il circuito di griglia ed il circuito di placca ne costituiscano le due diagonali. Per la proprietà dei ponti equilibrati, le differenze di potenziale variabili ai capi del circuito di griglia (o di placca) non determinano allora nessuna variazione di potenziale ai capi del circuito di placca (o di griglia): i due circuiti risultano cioè disaccoppiati.

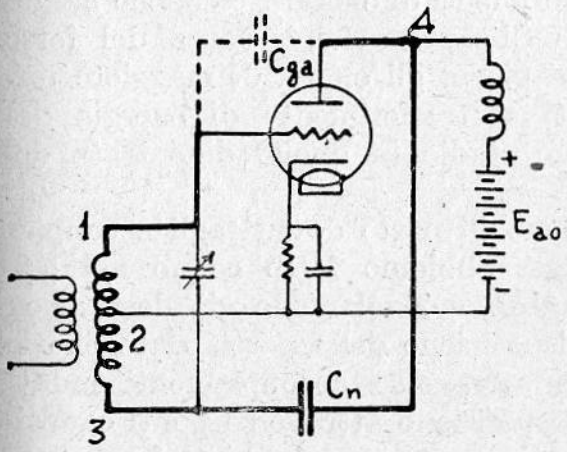


Fig. 57.

Gli schermi rappresentati, a titolo di esempio, nelle figg. 56 e 57 illustrano, sotto tale aspetto, il problema della neutralizzazione. Il circuito che costituisce il ponte è segnato a tratto grosso; la capacità griglia placca è rappresentata esternamente al tubo (a tratti); con C_n ed L_n sono indicate capacità e induttanze di neutralizzazione; il circuito di griglia risulta applicato fra i vertici 1 e 3 del ponte; quello di placca fra i vertici 2 e 4.

Nello schema della fig. 56 (Hazeltine), la differenza di potenziale variabile anodica risulta applicata ai vertici 2 e 4 mediante l'autotrasformatore $L_1 L_n$ (primario L_1, secondario $L_1 + L_n \pm 2M$; M coefficiente di mutua induzione fra L_1 ed L_n): si dimostra che, per una buona compensazione, occorre che M sia positivo, e molto prossimo a $\sqrt{L_1 L_2}$.

La neutralizzazione è praticamente sempre necessaria negli amplificatori per alta frequenza nei quali si impieghino triodi. Eccezionalmente può darsi che, anche usando pentodi, si manifesti tendenza alle autooscillazioni; in tal caso si usa disporre una resistenza addizionale, dell'ordine di alcune migliaia di ohm, in serie, nel circuito esterno di griglia; oppure si riduce il valore dell'amplificazione A. Il primo metodo è normalmente preferibile, in quanto le perdite introdotte, crescendo con la frequenza, intervengono automaticamente con tanta maggiore energia, quanto maggiore è il pericolo che si vuole evitare.

11. Rigenerazione negli amplificatori a più stadi. — Teoricamente, il valore A_n della amplificazione ottenibile da un amplificatore ad n stadi è il prodotto degli n coefficienti A dei singoli componenti; in pratica ciò non accade, per effetto della rigenerazione: dei trasferimenti di energia, cioè, che hanno luogo fra uno stadio e l'altro. Si capisce che, a causa del forte dislivello fra le grandezze in gioco, gli effetti di maggiore importanza sono quelli dovuti al trasferimento di energia dal circuito di uscita dell'ultimo stadio in quello di entrata del primo stadio.

Tali scambi di energia sono in parte dovuti agli accoppiamenti parassiti, dei quali già abbiamo fatto cenno nel § 9, parlando dei rumori. Si combattono nel modo già detto: con schermi e con opportuna disposizione delle parti. Dato che le forze elettromotrici indotte attraverso accoppiamenti induttivi, e le correnti che si trasferiscono attraverso ponti capacitivi, sono tanto più importanti quanto maggiore è la frequenza, col crescere di questa deve anche essere intensificata la cura, con la quale si effettua la ricerca e la eliminazione degli accoppiamenti parassiti.

È poi da tener presente che negli amplificatori per alta frequenza si usano circuiti accordati, la cui resistenza serie è molto piccola (Q grande). Poichè una sottrazione od un apporto di energia equivalgono alla aggiunta di una resistenza positiva o negativa, si capisce come la rigenerazione possa qui facilmente alterare in modo profondo il comportamento dell'apparato, riducendo in gran parte il valore dell'amplificazione e le qualità selettive; o esaltando queste sino alla produzione di autooscillazioni.

Una delle cause più importanti di rigenerazione, è di solito costituita dalla impedenza della comune sorgente di alimentazione anodica.

Si consideri, ad esempio, lo schema rappresentato nella fig. 58: le correnti anodiche di tutti gli n tubi passano attraverso la comune sorgente di alimentazione E_{ao}; se dunque questa ha un impedenza z_c diversa da zero, si sviluppa ai suoi capi una tensione variabile z_c $(i_{a1} + i_{a2} + \ldots + i_{an})$, che si

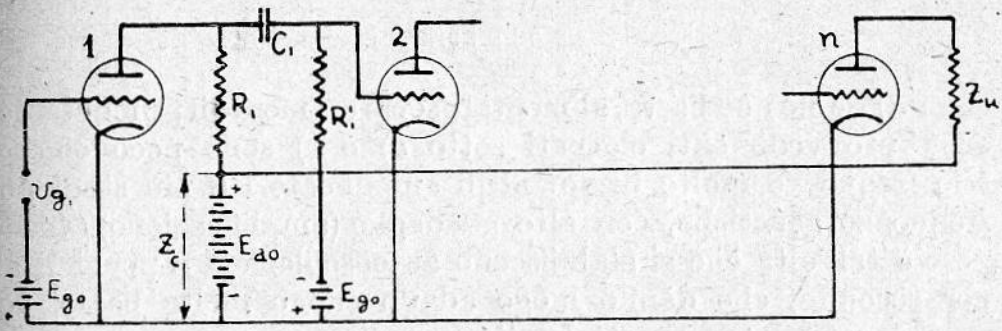


Fig. 58.

aggiunge alla $i_{a1} R_1$, nel comandare la tensione della griglia del tubo 2. Analogamente accade per i tubi intermedi.

I metodi per combattere gli effetti della comune impedenza consistono:

a) Nel fare in modo che la z_c sia la più bassa possibile. Quando la E_{ao} è una batteria di pile o di accumulatori, è da tener presente che la sua impedenza aumenta a mano a mano che si scarica. Quando la E_{ao} è costituita da un sistema rad-

drizzatore, la z_c è la impedenza del condensatore connesso fra i morsetti di uscita.

b) Disporre un condensatore, di elevata capacità, in parallelo con la E_{ao} (nei raddrizzatori questa capacità è, di solito, già incorporata).

c) Eventualmente, disporre filtri che disaccoppino la alimentazione del primo stadio da quella degli altri (vedi fig. 59; le Z_1, sono resistenze o induttanze).

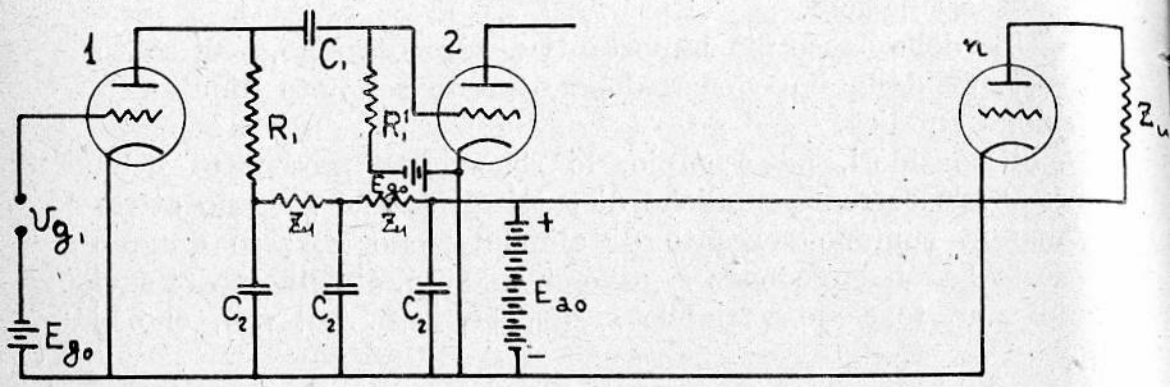


Fig. 59.

d) Se ciò non basta, alimentare separatamente il primo stadio.

I provvedimenti elencati sotto *b*) e *c*) sono poco efficaci alle frequenze molto basse; negli amplificatori a più stadi per frequenze acustiche, con alto guadagno (amplificazione) accade perciò talvolta che si stabiliscono autooscillazioni a pochi Herz per secondo, che dànno luogo ad un suono molto basso, comunemente detto « motorboating ».

Per eliminare tale inconveniente, conviene modificare le caratteristiche dell'amplificatore, in modo da ridurre al minimo indispensabile il guadagno alle frequenze più basse. Se ciò non basta, occorre alimentare separatamente il primo stadio.

Negli amplificatori per alte frequenze, quando si impieghino triodi, è sempre necessario, per evitare rigenerazione, neutralizzare gli effetti della capacità griglia-placca (vedi § 10).

12. Amplificatori a reazione e a controreazione. — Sempre nell'ipotesi che sia applicabile l'equazione di Vallauri,

riprendiamo in esame la formula (3), del § 3, che esprime il rapporto di amplificazione a, cioè il rapporto fra la tensione v_{g2} di uscita e la tensione v_{g1} di entrata, supposta alternativa sinusoidale:

$$a = \frac{v_{g2}}{v_{g1}} = - \frac{\mu}{1 + \frac{R_a}{z_u}}$$

Poichè z_u, impedenza di utilizzazione, è, in generale complessa, tale è anche il rapporto di amplificazione a, del quale abbiamo indicato con A il valore assoluto: ciò significa che, normalmente, esiste fra v_{g2} e v_{g1}, non soltanto una differenza di ampiezza, ma anche una differenza di fase: che, cioè, la v_{g2} all'uscita di uno stadio di amplificazione non è sempre in opposizione di fase rispetto alla tensione v_{g1}, di entrata dello stesso. Per uno stadio di amplificazione per basse frequenze a resistenza e capacità, si può mostrare che il ritardo di fase della tensione di uscita rispetto a quella di entrata ha il seguente andamento:

è di circa 180° nel campo delle frequenze intermedie;

è minore di 180° nel campo delle basse frequenze, e tende a 90° per le frequenze molto basse (per le quali l'amplificazione tende a zero);

è maggiore di 180° nel campo delle alte frequenze, e tende a 270° per le frequenze relativamente molto alte (per le quali l'amplificazione tende a zero).

Nel caso di uno stadio di amplificazione a trasformatore lo sfasamento si comporta in modo analogo; per le frequenze alte, anzichè a 270°, tende però a 360° (è poi da tener presente che, in questo tipo di amplificatore, uno scambio di attacchi al primario o al secondario del trasformatore causa uno sfasamento di 180°).

Ciò premesso, consideriamo il caso particolare in cui a sia reale ($a = A$), e rappresenti il rapporto complessivo di amplificazione di un apparecchio ad uno o più stadi, del quale indichiamo con v_e la tensione di entrata, supposta alternativa sinusoidale, e con v_u la tensione di uscita, anch'essa necessa-

riamente alternativa sinusoidale, visto che si è ritenuta applicabile l'equazione di Vallauri. È, dunque, $v_u = Av_e$.

Supponiamo adesso che una frazione av_u della tensione di uscita (a reale positivo) sia aggiunta o sottratta alla tensione v_e, ad esempio nel modo schermaticamente indicato nella fig. 60: la effettiva tensione di entrata diviene allora $v_e \pm av_u$.

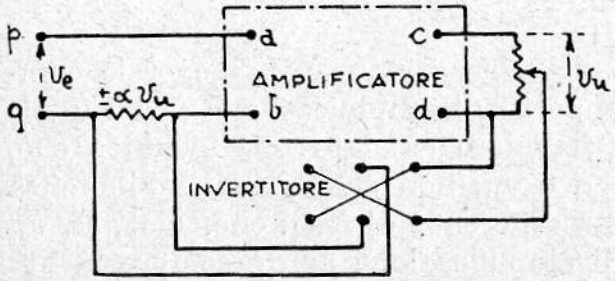


Fig. 60.

Se vogliamo che la v_u rimanga inalterata, bisogna allora che sia:

$$A(v_e \pm a\, v_u) = v_u;$$

invece della tensione v_e bisogna cioè applicare ai morsetti pq una tensione v_e', tale che sia:

$$v_e' \pm a\, v_u = v_e$$
$$v'_e = v_e \mp a\, v_u$$

Se dunque la tensione av_u, detta tensione di reazione, si aggiunge alla tensione di entrata, per ottenere la stessa v_u occorre una v'_e minore della v_e; se invece la av_u si sottrae della v_e, occorre una v'_e maggiore della v_e.

Nel primo caso è come se il rapporto di amplificazione, dal valore A, fosse passato al valore A', espresso da

$$A' = \frac{v_u}{v_e - a\, v_u} = \frac{A}{1 - a\, A}$$

ad un valore, cioè maggiore di quello originario, che può addirittura tendere all'infinito, per aA tendente ad 1. Si attua, con tale procedimento, « l'amplificatore a reazione », poco usato perchè, di fronte al pregio di una maggiore amplificazione, presenta il grave inconveniente di esaltare ogni causa di perturbazione e di dar facilmente luogo ad autooscillazioni.

Nel secondo caso è come se il rapporto di amplificazione, dal valore A, fosse passato al valore A', espresso da

$$A' = \frac{v_u}{v_e + a\, v_u} = \frac{A}{1 + a\, A}$$

ad un valore, cioè, minore di quello originario. Si attua, con tale procedimento, l' « amplificatore a contro-reazione », molto usato come amplificatore a larga banda per basse frequenze, perchè, di fronte allo svantaggio di una minore amplificazione (svantaggio che può esser compensato con l'aggiunta di uno stadio supplementare), presenta alcuni importanti pregi, che ora brevemente indicheremo.

In primo luogo si può osservare che, con una forte reazione, quando αA sia molto maggiore di 1, si ha

$$A' \cong \frac{1}{\alpha}$$

Il coefficiente di amplificazione effettivo risulta dunque pressochè indipendente dal valore di A, cioè dalle caratteristiche dei tubi e dai valori delle tensioni di alimentazione: offre perciò una stabilità praticamente perfetta (legata soltanto alla stabilità di α); il che è molto apprezzabile, specialmente negli apparecchi di misura (voltometri amplificatori e simili).

In secondo luogo, se si fa in modo che α non vari praticamente con la frequenza (facendolo risultare da combinazioni di resistenze), si può ottenere per A' un valore pressochè costante; e se invece si desidera che la curva di A' abbia un particolare andamento in funzione della frequenza, si può conseguire tale scopo con relativa facilità, agendo, in sede di progetto, sugli elementi che determinano il valore di α. Tale possibilità è di notevole interesse quando si tratti di correggere la curva di risposta di altri amplificatori, disposti in serie con quello a controreazione; in tal caso il valore di α non può più essere reale (deve risultare, costruttivamente, dalla combinazione di resistenze con reattanze), ma può essere scelto in modo da compensare, almeno in parte, gli sfasamenti originati negli amplificatori anzidetti.

Se poi l'amplificatore originario è suscettibile di introdurre distorsioni di ampiezza (equazione di Vallauri non strettamente applicabile), è facile mostrare che la controreazione attenua l'inconveniente. Supponiamo, in via semplificativa, che ad una v_e alternativa sinusoidale, corrisponda, senza controrea-

zione, una v_u con un percento P di seconda armonica: che cioè, alla v_e, corrisponda una tensione di uscita $v_u + (P\, v_u)_2$.

Indichiamo poi con P' la percentuale di seconda armonica, che invece si verifica quando esiste la controreazione. A pari valore di v_u, debbono essere soddisfatte le relazioni approssimate (perchè al posto di A dovrebbe esser messo un simbolo che indicasse la non linearità della relazione):

$$v_e\, A = v_u + (P\, v_u)_2$$

$$[v_e' - a\, v_u - a\, (P'\, v_u)_2]\, A = [v_e - a\, (P'\, v_u)_2]\, A = v_v + (P'\, v_u)_2$$

dalle quali si ricava, sottraendo membro a membro

$$P' = \cong \frac{P}{1 + a\, A}$$

Anche la percentuale di armoniche risulta dunque diminuita, all'incirca, nel rapporto da $1 + a\, A$ a 1.

Si può infine dimostrare, sia pure con qualche difficoltà, che viene attenuata efficacemente anche la percentuale dei rumori introdotti nelle parti più « alte » (cioè più vicine all'uscita) dell'amplificatore (poco di quelli dovuti alla agitazione termica nella griglia di entrata; poco dei microfonici; molto di quelli dovuti a imperfetto filtraggio della alimentazione dell'ultimo tubo). Ed anche questo è un risultato molto importante, dato che, più ancora del valore assoluto di un « segnale », interessa il rapporto della sua intensità a quella dei rumori.

Il modo più semplice per attuare la controreazione consiste nell'eliminare il condensatore in parallelo sulla resistenza introdotta nel circuito del catodo per la polarizzazione della griglia (fig. 61); la tensione di reazione è qui $R_c i_a$. Questo sistema presenta due difficoltà. Intanto può darsi che il valore della R_c, che risulta appropriato per la reazione, non corrisponda a quello necessario per la polarizzazione; ed a ciò può ovviarsi con uno dei due schemi rappresentati nelle figure 62 *a* e *b*, a seconda

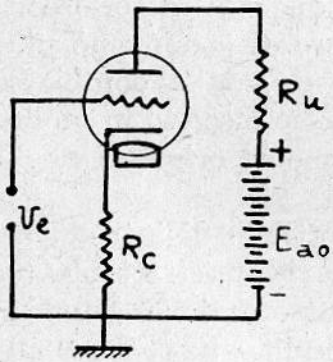


Fig. 61.

che la resistenza di polarizzazione R_p debba esser maggiore o minore di quella di reazione R_r.

Quando poi si usi un pentodo, dato che il soppressore e

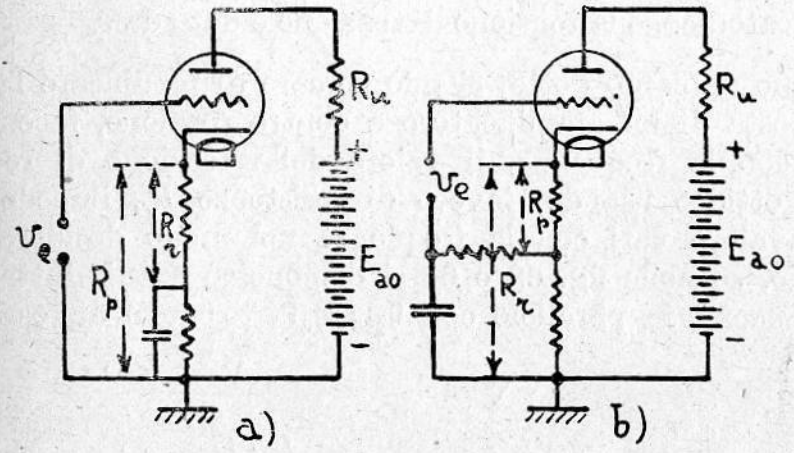


Fig. 62.

lo schermo debbono essere collegati al catodo, il primo direttamente (per tutti i potenziali), il secondo attraverso un condensatore (per i soli potenziali alternativi), bisogna interporre

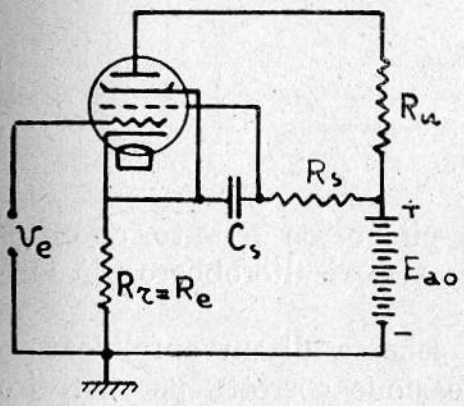


Fig. 63.

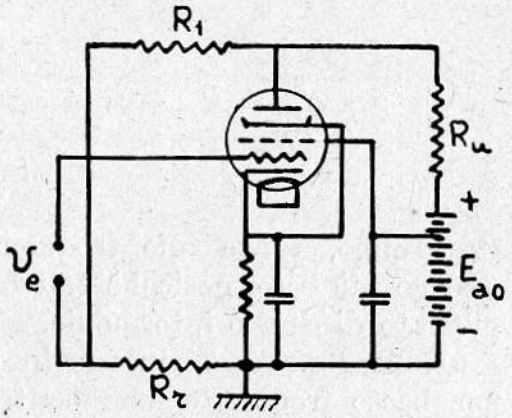


Fig. 64.

una resistenza R_s fra questo e la sorgente di alimentazione E_{ao} (fig. 63), perchè altrimenti il condensatore C_s metterebbe in corto circuito anche la tensione (variabile) di reazione. La ten-

sione di reazione è qui misurata da $i_a \frac{R_s R_r}{R_s + R_r}$. Nello schema riportato nella fig. 64, la resistenza di reazione è separata da quella catodica, e la tensione di reazione è data da $v_a \frac{R_r}{R_1 + R_r}$.

Come abbiamo detto, si può cercare di modificare la curva di risposta di un amplificatore a contro reazione, facendo variare, con la frequenza, il valore della tensione di reazione: ciò si ottiene usando, invece di resistenze R_r, impedenze z_r, il cui valore vari con la frequenza nel modo desiderato: ad esempio, se nelle fig. 63 e 64 si disponesse una induttanza ed una capacità in parallelo con la R_r, la tensione di reazione si

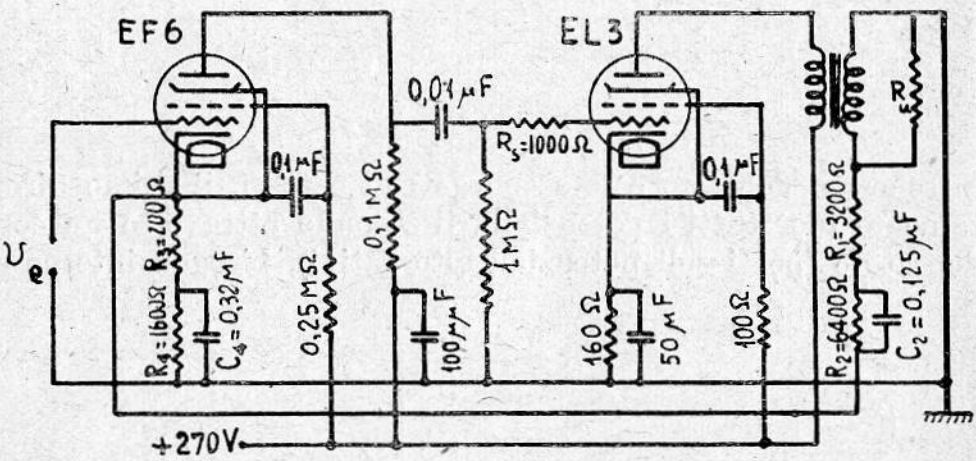


Fig. 65.

ridurrebbe, tanto alle frequenze più basse quanto alle frequenze più alte, cosicchè tali frequenze risulterebbero più amplificate di quelle intermedie.

Nella fig. 65 è riprodotto lo schema di un amplificatore per basse frequenze, con controreazione corretta per favorire le frequenze molto basse e le frequenze molto alte.

La tensione variabile di uscita v_u è ripartita sulle quattro resistenze R_1, R_2, R_3 ed R_4, su due delle quali, la R_2 e la R_4, sono posti in parallelo i condensatori C_2 e C_4; alle basse frequenze la reattanza di questi condensatori è molto grande, cosicchè

la tensione di reazione è, all'incirca, $\frac{R_3 + R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} v_u$; alle frequenze intermedie la rettanza del condensatore C_2 diviene piccola in confronto della R_2, quando ancora la resistenza R_4 è comparabile alla reattanza del condensatore C_4, di modo chè la v_r è, all'incirca, $\frac{R_3 + R_4}{R_1 + R_3 + R_4} v_u$; alle frequenze alte possono esser considerate in corto circuito tanto la R_2 quanto la R_4, cosicchè la v_r è, all'incirca, $\frac{R_3}{R_1 + R_3} v_u$: la tensione di reazione è dunque massima alle medie frequenze, minima alle basse ed alle alte frequenze.

Da quanto abbiamo detto, in principio di questo paragrafo, a proposito degli sfasamenti derivanti dal fatto che, in generale, il rapporto di amplificazione a è complesso, discende la necessità di studiare con cura ogni progetto di controreazione, per correggere, se possibile, almeno parzialmente, tali sfasamenti, e, in ogni caso, per evitare ch'essi convertano la controreazione in reazione, e provochino risultati opposti a quelli che si vogliono conseguire. In generale, se l'amplificatore si compone di uno o due stadi non occorre prendere nessuna speciale precauzione; quando invece il numero degli stadi è superiore, è di solito necessario limitare la controreazione a valori più bassi di quelli che altrimenti si sarebbe tentati di assegnarle.

13. Tubi elettronici per altissime frequenze. — Nelle considerazioni svolte finora abbiamo sempre trascurato il tempo di transito degli elettroni, τ, di fronte al periodo T della grandezza alternativa in gioco (vedi anche Cap. IV); abbiamo cioè immaginato che ad ogni variazione della tensione della griglia corrispondesse una «contemporanea» variazione della corrente anodica.

Questa ammissione non è più lecita quando il periodo T diventa dello stesso ordine del tempo di transito τ; quando, cioè, si opera ad altissime frequenze.

Gli sfasamenti, non più trascurabili, che esistono tra la v_g, la i_a e la v_a, influiscono anche sui valori delle costanti μ, R_a

ed S_a, che diventano numeri complessi, funzioni – tanto per la parte reale quanto per quella immaginaria – della frequenza.

La trattazione analitica del problema mostra che gli ordinari schemi equivalenti possono essere utilizzati, purchè si attribuiscano a μ, R_a ed S_a i valori complessi di cui sopra, e si aggiunga in parallelo con la resistenza di griglia, una «resistenza dinamica» espressa dalla formula.

$$R_d = \frac{1}{k\, S_a\, f^2\, \tau^2}$$

nella quale:

k = coefficiente che tien conto delle tensioni applicate agli elettrodi, e della struttura del tubo;

S_a = valore assoluto della pendenza;

f = frequenza della tensione alternativa applicata;

τ = tempo di transito.

Se, ad esempio, consideriamo le formule (12) e (13) del § 7, relative all'amplificatore per alte frequenze ad accoppiamento diretto, si vede che, tenendo conto di questa R_d, l'amplificazione diviene

$$A = S_a\, \omega_r\, L\, Q \frac{1}{1 + \dfrac{\omega_r\, L\, Q}{R_a} + \dfrac{\omega_r\, L\, Q\, (R_1 + R_d)}{R_1\, R_d}}$$

formula che, per R_d piccolo di fronte ad $\omega_r\, L$, ad R_a e ad R_1, prende la forma

$$A \cong S_a\, R_d.$$

Poichè R_d è inversamente proporzionale al quadrato della frequenza, si intuisce come sia possibile, per frequenze dell'ordine delle centinaia di milioni di Herz (lunghezze d'onda dell'ordine del metro), avere amplificazioni molto piccole, o, addirittura, inferiori all'unità. Ad esempio, un normale pentodo per altre frequenze, che ha una R_d di circa 20 $M\Omega$ a 1 MHz, presenta una R_d di circa 2000 Ω a 100 MHz (lunghezza d'onda 3 m); poichè S_a è dell'ordine di pochi millesimi di mho (ampere diviso volt), a 100 M, Hz A è dell'ordine delle unità.

L'unico rimedio possibile consiste nella adozione di tubi speciali per altissime frequenze, nei quali le distanze interelettrodiche sono talmente piccole (dell'ordine dei decimi di millimetro) che il tempo di transito τ risulta ridotto al minimo possibile.

14. Amplificatori per corrente continua (o per bassissime frequenze). — In questo tipo di apparecchi non può

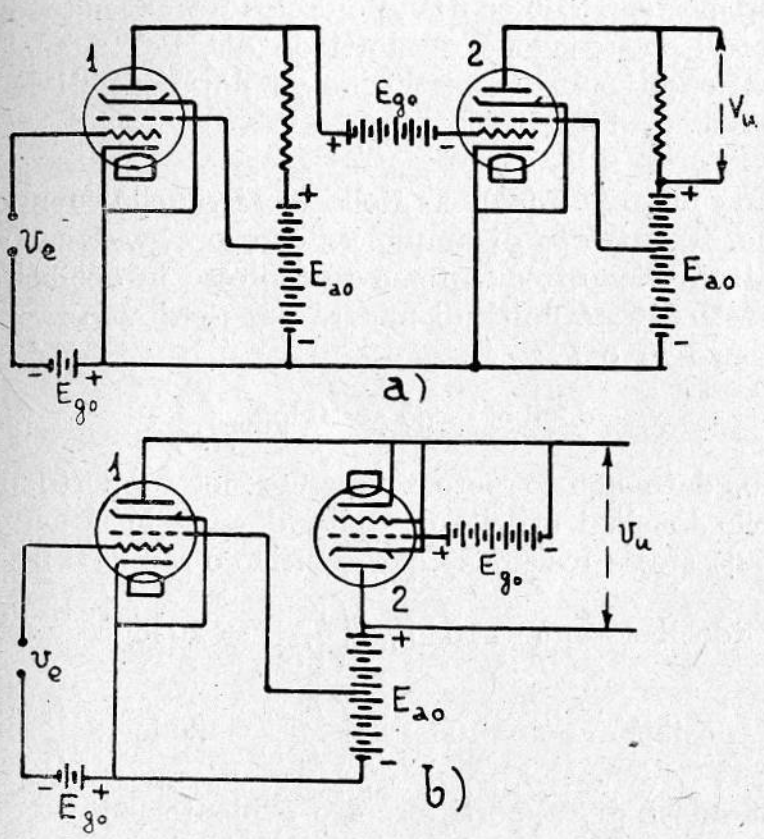


Fig. 66.

naturalmente farsi uso di trasformatori, o di induttanze, o di capacità; lo schema più semplice, almeno concettualmente, è quello rappresentato nella fig. 66 *a*, che è la riproduzione di quello a resistenza-capacità, privato del condensatore di accoppiamento e della resistenza esterna di griglia. Una tensione

supplementare E_{go}, relativamente elevata, è qui necessaria per mantenere la griglia del tubo 2 a potenziale negativo. Nella fig. 66 *b* è rappresentato uno schema, assai adatto per questo scopo, nel quale la resistenza di uscita è costituita dallo spazio catodo anodo di un tubo, e può quindi assumere valori molto elevati: con esso si ottengono rapporti di amplificazione dell'ordine di 2000 unità, con un solo stadio.

La grave difficoltà per il corretto funzionamento degli amplificatori per corrente continua è costituita dai notevoli effetti perturbatori che vengono prodotti da dispersioni anche lievi; gli schemi effettivamente usati sono perciò muniti di dispositivi che tendono a « bilanciare » tali effetti nocivi ».

15. Il « decibel » (*db*). — Nella tecnica delle comunicazioni elettriche, il rapporto di amplificazione, o « guadagno », di un amplificatore viene frequentemente espresso in decibel.

Si tratta di una unità di misura per esprimere rapporti fra due potenze P_1 e P_2:

$$\text{decibel} = db = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1}$$

o, anche, dato che le potenze stanno nel rapporto dei quadrati delle tensioni e delle correnti, quando le si suppongano riferite alla stessa resistenza, per esprimere rapporti fra queste:

$$\text{decibel} = db = 10 \log_{10} \left(\frac{V_2}{V_1}\right)^2 = 20 \log_{10} \frac{V_2}{V_1}$$

$$\text{decibel} = db = 10 \log_{10} \left(\frac{I_2}{I_1}\right)^2 = 20 \log_{10} \frac{I_2}{I_1}$$

Trattandosi di rapporti, occorre evidentemente un termine di riferimento, che, nelle formule ora date, è rappresentato da P_1, V_1 e I_1. Si può, ad esempio, tracciare in decibel la curva del guadagno di un amplificatore per basse frequenze, prendendo come termine di riferimento la potenza P, o la tensione V, o la corrente I ad una frequenza particolare f_o.

Zero decibel significa rapporto uno fra potenze, tensioni e correnti; un numero positivo di decibel significa che la P_2 (V_2, I_2)

è maggiore della $P_1(V_1, I_1)$; un numero negativo di decibel significa che la P_2 (V_2, I_2) è minore della $P_1(V_1, I_1)$. Più (meno) 20 *db* significano, ad esempio, rapporto 100 $\left(\frac{1}{100}\right)$ fra le potenze, e rapporto 10 $\left(\frac{1}{10}\right)$ fra le tensioni e fra le correnti.

16. Distorsione in ampiezza e modulazione incrociata (cross modulation) negli amplificatori. — Abbiamo finora sempre ammesso che il legame fra la tensione di entrata e quella di uscita fosse lineare: che cioè fosse applicabile l'equazione di Vallauri. Soltanto parlando della controreazione abbiamo ammesso per un istante la presenza di un tipo di distorsione particolarmente semplice.

Nella pratica, quando le v_g siano abbastanza ampie, l'equazione lineare non rende conto di tutti i fenomeni che effettivamente si constatano; occorre perciò fare uso delle relazioni più complete, che abbiamo dato nel § 2 del Cap. V.

Per semplicità, limitiamoci a considerare il caso del pentodo: potremo così applicare l'espressione semplificata (8) del § 2 del Cap. V.

Poniamo: $S_a = a$; $\frac{1}{2!}\frac{\partial S_a}{\partial V_g} = b$; $\frac{1}{3!}\frac{\partial^2 S_a}{\partial V_g^2} = c$.

Supponiamo, in primo luogo, che nel circuito di griglia agisca una f. e. m. alternativa sinusoidale

$$v_g = \mathcal{V}_g \operatorname{sen} \omega t$$

Abbiamo:

$$i_a = a\, v_g + b\, v_g^2 + c\, v_g^3 + \dots$$

$$i_a = a\, \mathcal{V}_g \operatorname{sen} \omega t + \frac{b}{2}\, \mathcal{V}_g - \frac{b}{2}\, \mathcal{V}_g \cos 2\,\omega t +$$

$$+ \frac{3}{4}\, c\, \mathcal{V}_g \operatorname{sen} \omega t - \frac{c}{4}\, \mathcal{V} \operatorname{sen} 3\,\omega t + \dots$$

Per effetto della non linearità della relazione fra V_g ed I_a, oltre alla componente desiderata, quella di pulsazione ω, se

ne hanno dunque altre: una continua; una di pulsazione 2ω; una di pulsazione 3ω; e via dicendo. Determinano i valori di tali componenti spurie, i coefficienti b, c, etc., che, possono essere rilevati sperimentalmente.

Nel capitolo seguente indicheremo alcune formule semi-empiriche, per la valutazione della seconda e della terza armonica.

Supponiamo ora che nel circuito di griglia agiscano due forze elettromotrici, di frequenza differente:

$$v_1 = \mathcal{V}_1 \operatorname{sen} \omega_1 t$$
$$v_2 = \mathcal{V}_2 \operatorname{sen} \omega_2 t$$

Abbiamo:

$$i_a = a\,(v_1 + v_2) + b\,(v_1 + v_2)^2 + c\,(v_1 + v_2)^3 + \dots$$

Sviluppando le singole parentesi e raccogliendo i termini di pari frequenza, si ha:

$$i_a = \frac{1}{2} b\,(\mathcal{V}_1^2 + \mathcal{V}_2^2) +$$

$$\left[a\,\mathcal{V}_1 + \frac{3}{2} c \left(\frac{1}{2} \mathcal{V}_1^3 + \mathcal{V}_1 \mathcal{V}_2^2\right)\right] \operatorname{sen} \omega_1 t + \left[a\,\mathcal{V}_2 + \right.$$

$$\left. + \frac{3}{2} c \left(\frac{1}{2} \mathcal{V}_2^3 + \mathcal{V}_1^2 \mathcal{V}_2\right)\right] \operatorname{sen} \omega_2 t - \frac{1}{2} b\,\mathcal{V}_1^2 \cos 2\,\omega_1 t -$$

$$- \frac{1}{2} b\,\mathcal{V}_2^2 \cos 2\,\omega_2 t - \frac{1}{4} c\,\mathcal{V}_1^3 \operatorname{sen} 3\,\omega_1 t -$$

$$- \frac{1}{4} c\,\mathcal{V}_2^3 \operatorname{sen} 3\,\omega_2 t + b\,\mathcal{V}_1 \mathcal{V}_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)\,t + b\,\mathcal{V}_1 \mathcal{V}_2 \cos(\omega_1 +$$

$$+ \omega_2)\,t + \frac{3}{4} c\,\mathcal{V}_1^2 \mathcal{V}_2 \operatorname{sen}(2\,\omega_1 - \omega_2)\,t + \frac{3}{4} c\,\mathcal{V}_1 \mathcal{V}_2^2 \operatorname{sen}(2\,\omega_2 -$$

$$- \omega_1)\,t - \frac{3}{4} c\,\mathcal{V}_1^2 \mathcal{V}_2 \operatorname{sen}(2\,\omega_1 + \omega_2)\,t -$$

$$- \frac{3}{4} c\,\mathcal{V}_1 \mathcal{V}_2^2 \operatorname{sen}(2\,\omega_2 + \omega_1)\,t + \dots$$

Si vede da ciò che, oltre alle componenti di pulsazioni ω_1 ed ω_2 ne compaiono altre, aventi le pulsazioni: $0{,}2\,\omega_1$, $2\,\omega_2$, $3\,\omega_1$, $3\,\omega_2$, $\omega_1 - \omega_2$, $\omega_1 + \omega_2$, $2\,\omega_1 - \omega_2$, $2\,\omega_2 - \omega_1$, $2\,\omega_1 + \omega_2$, $2\,\omega_2 + \omega_1, \ldots$, le quali dànno la misura della distorsione che si manifesta.

Se ora supponiamo che una delle due tensioni agenti, ad esempio la v_2, sia modulata sinusoidalmente in ampiezza, che cioè $\mathcal{V}_2$, anzichè essere costante, sia espressa da

$$\mathcal{V}_2\,(1 + m \operatorname{sen} p\,t)$$

(m = tasso o percento di modulazione; $0 < m \leq 1$; p = pulsazione di modulazione), si vede che alle frequenze (pulsazioni) spurie già considerate, altre se ne aggiungono, combinazioni della p e delle sue armoniche superiori con quelle già trovate. Senza entrare nei particolari del laborioso procedimento, ci limitiamo a considerare due particolari addendi, tratti dalla seconda riga della espressione di i_a:

$$a\,\mathcal{V}_1 \operatorname{sen} \omega_1 t \qquad \text{e} \qquad \frac{3}{2}\,c\,\mathcal{V}_1\,\mathcal{V}_2^2 \operatorname{sen} \omega_1 t$$

Mettendo al posto di $\mathcal{V}_2$, nel secondo di questi addendi, il valore che ora gli compete, si ha:

$$\frac{3}{2}\,c\,\mathcal{V}_1\,\mathcal{V}_2^2\,(1 + 2\,\mathrm{m} \operatorname{sen} pt + \mathrm{m}^2 \operatorname{sen}^2 pt) \operatorname{sen} \omega_1 t$$

Questa è una somma di tre termini: prendiamone il secondo, e combiniamolo col primo addendo già scritto; si ha:

$$a\,\mathcal{V}_1\left(1 + \frac{3\,c}{a}\,\mathcal{V}_2^2\,m \operatorname{sen} pt\right) \operatorname{sen} \omega_1 t$$

Questa espressione mostra che nel circuito anodico esiste, *fra l'altro*, una oscillazione di pulsazione ω, *modulata con pulsazione* p *e con tasso* $\frac{3\,c}{a}\,\mathcal{V}_2^2\,m$. Questo fenomeno, in virtù del quale anche l'oscillazione agente non modulata apparisce all'uscita con una componente modulata, si chiama « modula-

zione incrociata » (o cross modulation); il rapporto fra il tasso derivato ed il tasso originale

$$\frac{3\,c}{a}\,\mathcal{V}_2^{\,2} = \frac{1}{2\,S_a}\,\frac{\partial^2 S_a}{\partial\,V_g^{\,2}}\,\mathcal{V}_2^{\,2}$$

si chiama: « fattore di modulazione incrociata ».

Esaminando l'espressione della i_a si può osservare quanto segue:

I termini del primo ordine (fattore a) rappresentano le correnti prodotte nei circuiti equivalenti considerati nei paragrafi che precedono: costituiscono la parte « indistorta » dell'uscita.

I termini del secondo ordine (fattore b) contengono una componente continua, seconde armoniche delle frequenze impresse, e oscillazioni $\omega_1 + \omega_2$ e $\omega_1 - \omega_2$. Queste componenti variabili, specialmente le seconde armoniche, costituiscono la maggior fonte di distorsione negli amplificatori per basse frequenze classe A; negli amplificatori per alte frequenze sono invece potentemente smorzate dai circuiti risonanti. Per combatterle occorre operare in quelle zone delle caratteristiche in cui b $\left(\text{cioè } \frac{\partial S_a}{\partial V_g}\right)$ è piccolo; nei triodi esse risultano anche attenuate quando si faccia l'impedenza di uscita grande rispetto alla R_a.

I termini del terzo ordine (fattore c) danno luogo alle oscillazioni $2\omega_1 \pm \omega_2$ e $2\omega_2 \pm \omega_1$, alla modulazione incrociata ed a mancanza di proporzionalità fra le oscillazioni ω_1 ed ω_1 in entrata e in uscita. Questi due ultimi fenomeni sono i più nocivi, e possono esser ridotti cercando di far piccolo c, cioè limitandosi ad operare in quelle zone dove la curvatura della caratteristica varia poco, oppure usando tubi con griglia regolatrice. Anche per essi si può dimostrare la possibilità di una riduzione quando si faccia l'impedenza di uscita grande rispetto alla R_a, ciò che conduce a preferire, sotto questo aspetto, il triodo al pentodo.

I termini di quarto ordine (non scritti) si comportano in modo analogo a quelli di secondo ordine; quelli di quinto ordine in modo analogo a quelli di terzo; e così via; ma questi termini di ordine superiore sono, normalmente, poco importanti, e possono essere trascurati nei casi ordinari.

Capitolo Settimo.

LA AMPLIFICAZIONE DI POTENZA.

1. Amplificatori di potenza classe A per basse frequenze. — Come abbiamo detto nel § 1 del Cap. VII, negli amplificatori di potenza, anzichè cercare di ottenere una tensione di uscita che abbia il massimo possibile valore, si cerca di ottenere che sia massima la potenza che viene fornita all'apparecchio utilizzatore; per un determinato valore R_u della resistenza di questo, si cerca cioè di rendere massima la corrente che lo percorre ($P_u = RI_u^2$).

Lo studio di questo problema potrebbe essere effettuato per via analitica, per mezzo della equazione che fornisce il valore di I_a come funzione della V_g, mediante lo sviluppo in serie di potenze della V_g stessa. Dal punto di vista pratico tale metodo presenta però l'inconveniente di richiedere la conoscenza delle derivate del primo e del secondo ordine (almeno) della S_a rispetto alla V_g, elementi che possono essere determinati con la necessaria precisione soltanto per mezzo di misure di laboratorio. Si preferisce perciò adottare un metodo analitico grafico che consente previsioni sufficientemente esatte, e che si basa sulla conoscenza delle caratteristiche statiche dei tubi, che sono normalmente fornite dai costruttori.

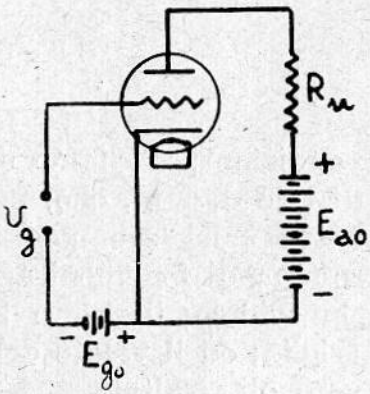


Fig. 67.

Supponiamo di adottare lo schema rappresentato nella fig. 67, e di usare un triodo ($AD1$) le cui caratteristiche (famiglia $I_a = f(V_a)$ per $V_g =$ cost.) siano quelle indicate nella fig. 68. R_u rappresenta la resistenza dell'utente (telefono, alto parlante, macchina scrivente,...) al quale vogliamo cedere energia, in modo da riprodurre il fenomeno (discorso, canto, suono,

manipolazione telegrafica....), che si svolge nella stazione trasmittente. Si suppone di avere la possibilità di disporre, mediante la necessaria amplificazione di tensione, della differenza di potenziale necessaria per far funzionare il tubo nelle migliori

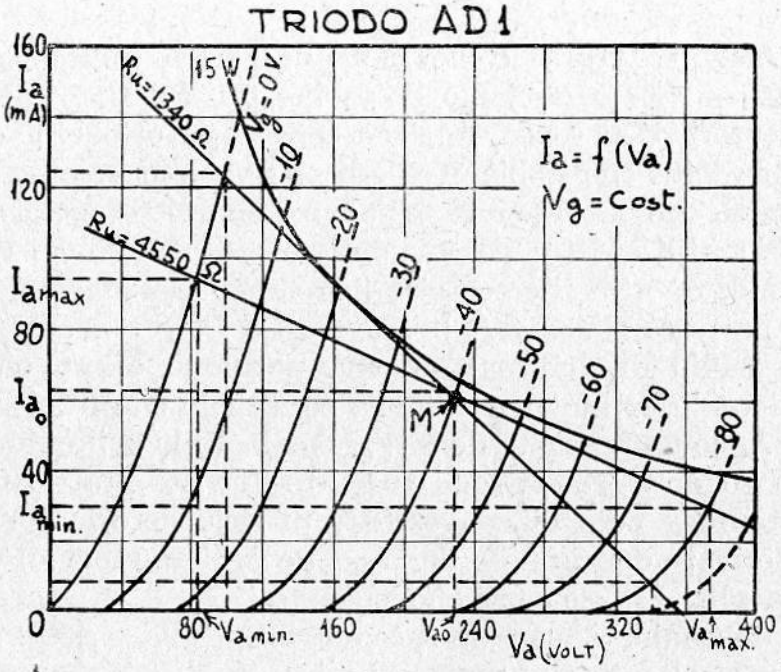


Fig. 68.

condizioni; vogliamo determinare: il valore $\mathcal{V}_g$ della ampiezza di tale d. d. p., che, per semplicità (e per quanto abbiamo già detto sulla scomposizione di un fenomeno complesso nella somma di fenomeni armonici semplici) supporremo alternativa sinusoidale; il valore V_{go} della tensione di polarizzazione della griglia; ed il valore della R_u, con i quali si ottengono i più favorevoli risultati.

Poichè esigiamo fedeltà nella riproduzione del fenomeno, bisogna che la componente variabile i_a della corrente anodica sia, per quanto è possibile, l'immagine fedele della componente variabile v_g della tensione di griglia; occorre dunque non uscire sensibilmente dalla regione nella quale le caratteristiche sono praticamente rettilinee, parallele ed equidistanti; nella quale,

cioè, la superficie rappresentata dalla equazione $I_a = f(V_a, V_g)$ è sensibilmente piana.

Per lo stesso motivo, occorre anche evitare che la V_g divenga positiva; o almeno consentirlo soltanto nei limiti in cui la corrente di griglia che ne deriva non provoca sensibili cadute di tensione nel circuito esterno di tale elettrodo.

Un'altra limitazione si riferisce ai valori V_{ao} ed I_{ao} della tensione e della corrente di riposo: bisogna che il prodotto $V_{ao}\, I_{ao}$ non ecceda il valore della potenza, che il tubo può stabilmente dissipare sotto forma di calore: 15 watt nel caso del tubo $AD1$, di cui sono date le caratteristiche nella fig. 68, ove è tracciata l'iperbole frontiera $V_{ao}\, I_{ao} = 15$ W.

Tenendo conto di quanto sopra si è detto, si può cominciare a definire i limiti entro i quali si può far variare la tensione di griglia. Nell'esempio che diamo abbiamo scelto 0 e — 80 volt; risultano allora determinati il valore della tensione di polarizzazione della griglia ($V_{go} = -40$ volt), e quello dell'ampiezza $\mathcal{V}_g$ della componente variabile v_g della V_g ($\mathcal{V}_g = 40$ volt).

Si può quindi situare il « punto di riposo » M: sulla caratteristica $V_g = -40$ volt, un po' al di sotto (per misura precauzionale), della iperbole dei 15 watt.

Resta da trovare il valore ottimo della R_u. Facili considerazioni teoriche, nell'ipotesi che le caratteristiche siano rigorosamente rettilinee, parallele ed equidistanti, mostrano che la condizione di massima potenza è $R_u \cong 2\, R_a$; in pratica, dato l'andamento leggermente divergente delle caratteristiche, e per la presenza della iperbole frontiera, occorre, di solito, scegliere un valore superiore. Nella fig. 68 sono tracciate due caratteristiche di lavoro, corrispondenti, rispettivamente, a 1340 Ω ($R_u = 2R_a = 2 \times 670\ \Omega$) ed a 4550 Ω; in corrispondenza della prima si vede che, mentre per la semionda positiva di tensione di griglia si ha un guizzo di corrente di 61 mA (da 63 a 124) per la semionda negativa se ne ha uno di 54 mA (da 63 a 9): esiste, cioè distorsione; in corrispondenza della seconda i due guizzi sono praticamente uguali, ma la potenza ricavata è minore. Il valore che contempera in giusto grado le esigenze di fedeltà e di potenza è compreso fra i due.

Definito il valore della R_u rimane fissato quello della E_{ao} ($E_{ao} = V_{ao} + R_u I_{ao}$): 380 V per $R_u = 1340\ \Omega$; 512 V per $R_u = 4550\ \Omega$.

Quando, come nel caso della $R_u = 4550\ \Omega$, i guizzi di tensione e di corrente, che corrispondono alle due semionde della tensione alternativa di griglia, sono a due a due uguali fra loro; quando cioè, non esistono distorsioni apprezzabili, se si indicano con V_a ed I_a le ampiezze delle componenti alternative della tensione e della corrente anodica, si ha (vedi fig. 68):

$$\mathcal{V}_a = V_{ao} - V_{a\,min} = \frac{V_{a\,max} - V_{a\,min}}{2}$$

$$\mathcal{J}_a = I_{ao} - I_{a\,min} = \frac{I_{a\,max} - I_{a\,min}}{2}$$

La potenza utile (alternativa) P_u è allora data da:

$$P_u = \frac{\mathcal{V}_a\,\mathcal{J}_a}{2} = \frac{1}{8}\,(V_{a\,max} - V_{a\,min})\ (I_{a\,max} - I_{a\,min}) =$$

$$= \frac{1}{2}\,V_{ao}\,I_{ao}\left(1 - \frac{V_{a\,min}}{V_{ao}}\right)\left(1 - \frac{I_{a\,max}}{I_{ao}}\right)$$

Nel caso in esame (fig. 67), per $R_u = 4550\ \Omega$, si ha:

$$P_u = \frac{1}{2}\ 146\ .\ 0{,}032 \cong 2{,}6 \text{ watt.}$$

Poichè il tubo riceve dalla sorgente di alimentazione la potenza $V_{ao}\,I_{ao}$, il suo rendimento η (rendimento anodico) è espresso da:

$$\eta = \frac{1}{2}\left(1 - \frac{V_{a\,min}}{V_{ao}}\right)\left(1 - \frac{I_{a\,min}}{I_{ao}}\right)$$

Tale rendimento è dunque sempre inferiore al 50%.

Nel caso in esame (fig. 68), per $R_u = 4550\ \Omega$, si ha:

$$\eta = \frac{1}{2}\left(1 - \frac{84}{230}\right)\left(1 - \frac{30}{63}\right) \cong 0{,}17$$

La potenza P_a che viene dissipata nel tubo è

$$P_a = V_{ao} I_{ao} - P_u$$

essa è dunque minóre quando il tubo funziona come amplificatore ($P_u \neq 0$), che nella condizione di riposo ($P_u = 0$). Ancora una volta si manifesta la funzione di « convertitore » del tubo, che assorbe costantemente dalla sorgente la potenza $V_{ao}I_{ao}$ di corrente continua, per cederne all'utente la parte P_u, di corrente alternata.

Poichè la sorgente di alimentazione eroga costantemente la potenza $E_{ao}I_{ao}$, il rendimento globale η' è dato da:

$$\eta' = \frac{1}{2} \frac{V_{ao}}{E_{ao}} \left(1 - \frac{V_{a\,min}}{V_{ao}}\right) \left(1 - \frac{I_{a\,min}}{I_{ao}}\right)$$

Normalmente, la resistenza di carico R_u è connessa al secondario di un trasformatore, il cui primario è inserito nel circuito anodico; se la resistenza ohmica di questo primario è piccola, E_{ao} differisce di poco da V_{ao} e η' risulta pressochè uguale ad η.

Quando esistono distorsioni, le formule ora date, quantunque non più rigorose, servono ancora a dare un'idea, abbastanza approssimata, dell'ordine di grandezza degli elementi cercati.

Di solito, quando si impiegano triodi, la distorsione si manifesta prevalentemente con la presenza di una importante seconda armonica. Per sapere s'essa è tollerabile, se ne può calcolare, in via approssimata, il valore relativo (in percento della fondamentale) mediante la formula seguente:

$$\frac{\frac{1}{2}(I_{a\,max} + I_{a\,min}) - I_{ao}}{I_{a\,max} - I_{a\,min}} \cdot 100$$

Di regola, il limite di tale percentuale, che non conviene superare, è circa 10.

La formula che dà la potenza utile mostra che il valore della P_u è, a parità di altre condizioni, tanto maggiore quanto più grande è il prodotto $V_{ao}I_{ao}$; nei tubi per potenze rilevanti

si attribuisce perciò valore elevato ad ambedue i termini del prodotto stesso; nei tubi per piccole potenze, dove, per ragioni di indole pratica, non si può spingere oltre un certo limite il valore della V_{ao}, si cerca di fare in modo che la I_{ao} sia la massima possibile. Affinchè, in un triodo, la corrente anodica sia intensa, anche con valore non molto elevato della tensione anodica, bisogna che il catodo sia esteso ed abbia alto potere emissivo; occorre poi che la tensione applicata all'anodo sia in grado di produrre un intenso campo acceleratore degli elettroni anche nelle immediate vicinanze del catodo: in altre parole, bisogna che la griglia schermi assai poco la placca rispetto al catodo, che cioè il tubo abbia un basso coefficiente di amplificazione interna, μ e quindi anche un basso valore di resistenza interna R_a. Come abbiamo già visto, nel triodo $AD1$ si ha infatti: $\mu = 4$, $R_a = 670\,\Omega$.

La formula che dà il rendimento anodico η mostra ch'esso cresce quando, per una data V_{ao}, è possibile ridurre il valore della $V_{a\,min}$; poichè, quando la V_a assume il suo minimo valore, la I_a deve invece assumere il suo valore massimo, non è possibile, nei triodi, fare in modo che sia molto piccolo il rapporto $\frac{V_{a\,min}}{V_{ao}}$: nell'esempio numerico dato abbiamo infatti visto ch'esso era uguale a $\frac{84}{230}$.

Con il pentodo è invece possibile ottenere un elevato valore di corrente anodica, anche con un valore relativamente basso della tensione anodica: lo schermo vi provvede.

Il rendimento anodico che si può raggiungere con un pentodo è perciò superiore a quello ottenibile con un triodo.

Nella fig. 69 è riprodotta la famiglia di caratteristiche $I_a = f(V_a)$ per $V_g =$ cost. di un pentodo « finale ». $AL\,5$.

La zona di funzionamento compatibile con moderate distorsioni di ampiezza, è qui delimitata: dalla iperbole della massima potenza (18 watt); dalla caratteristica corrispondente al massimo (algebricamente) valore accettabile V_g' per la V_g (nella figura $V_g' = 0$); dalla retta parallela all'asse delle ordinate (asse della I_a), a sinistra della quale le caratteristiche sta-

tiche accentuano la loro curvatura ($V_a = 40$ volt); dalla caratteristica al disotto della quale la distanza fra curva e curva varia troppo rapidamente ($V_g = -24$ volt); dalla parallela all'asse delle ordinate corrispondente alla tensione massima

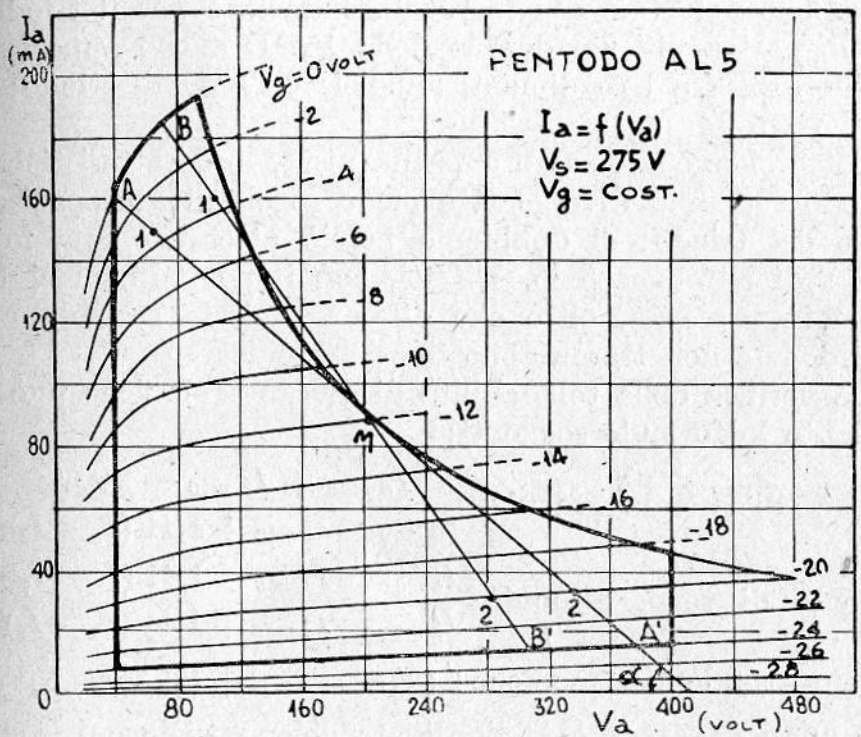


Fig. 69.

compatibile con la sicurezza del tubo ($V_a = 400$ volt). Il punto di riposo M viene scelto vicino alla intersezione della iperbole della potenza massima con la curva corrispondente al valore di tensione di griglia medio aritmetico fra i due valori estremi ($V_g = -12$ volt). Il valore ottimo della R_u viene ricercato per tentativi; di solito corrisponde all'inverso della pendenza $\left(R_u = \dfrac{1}{\tan \alpha}\right)$ della retta che unisce il punto di riposo M con il punto A, incontro della retta della tensione minima anodica con la curva della tensione massima (algebrica) di griglia.

Nella figura si vede che alla caratteristica di lavoro AA'

corrisponde una R_u di circa 2300 Ω, una P_u di circa 6,2 W ed un η di circa 0,34; mentre alla caratteristica BB' corrisponde una R_u di circa 1400 Ω, una P_u di circa 5 W ed un η di circa 0,28.

La resistenza interna del tubo è di 22.000 Ω; si constata quindi che non vale qui la regola enunciata per il triodo, di una R_u pari a più del doppio della R_a. È anche appariscente la differenza fra i rendimenti anodici: 0,17 per il triodo; 0,34 per il pentodo.

Come si può osservare a prima vista, le caratteristiche del pentodo sono più divergenti e meno regolarmente spaziate di quelle del triodo: ci dobbiamo perciò attendere una minore fedeltà di amplificazione. Difatti, con il pentodo, ci si trova spesso in presenza, oltre che di una molesta seconda armonica, di una non trascurabile terza armonica.

La verifica della tollerabilità di queste armoniche può farsi mediante le formule seguenti:

Percento di seconda armonica $\dfrac{I_{a\,max} + I_{a\,min} - 2\,I_{ao}}{I_{a\,max} - I_{a\,min} + 1{,}41\,(I_1 - I_2)} \cdot 100$

Percento di terza armonica $\dfrac{I_{a\,max} - I_{a\,min} - 1{,}41\,(I_1 - I_2)}{I_{a\,max} - I_{a\,min} + 1{,}41\,(I_1 - I_2)}$

Percento totale di armoniche $\sqrt{(\%\,2^a\text{ arm.})^2 + (\%\,3^a\text{ arm.})^2}$

nelle quali I_1 rappresenta l'ordinata del punto in cui la caratteristica di lavoro incontra la caratteristica $V_g = 0{,}293\,V_{go}$ (punti 1 sulla fig. 69); e I_2 rappresenta l'ordinata del punto in cui la caratteristica di lavoro incontra la caratteristica $V_g = 1{,}707\,V_{go}$ (punti 2 sulla fig. 69).

Nell'esempio considerato si ha:

Per la caratteristica di lavoro AA':

$I_{a\,max} = 160$ m A; $I_{a\,min} = 15$ m A; $I_{ao} = 88\,m\,A$;

$I_1 = 149\,m\,A$; $I_2 = 32\,m\,A$

Percento di seconda armonica $\simeq 0$

Percento di terza armonica $\simeq 6{,}5$

Percento totale di armoniche $\simeq 6{,}5$.

Per la caratteristica di lavoro BB':

$$I_{a\,max} = 185\ m\,A;\ I_{a\,min} = 14\ m\,A;\ I_{ao} = 88\ m\,A;$$
$$I_1 = 160\ m\,A;\ I_2 = 30\ m\,A$$

Percento di seconda armonica $\simeq$ 6,5.

Percento di terza armonica $\simeq$ 3,7.

Percento totale di armoniche $\simeq$ 7,3.

Per ciò che si riferisce alla seconda armonica devesi tener presente che, come abbiamo visto nel § 16 del Cap. VI, essa da luogo anche ad una componente continua della i_a, che si aggiunge alla I_{ao} e ne altera il valore di riposo; può allora darsi che il prodotto modificato $V_{ao}\,I_{ao}$ risulti superiore al valor massimo della potenza dissipabile dal tubo, e che la polarizzazione della griglia, se ottenuta mediante resistenza catodica, si allontani dal valore ottimo.

Se si osservano le caratteristiche dinamiche di un triodo, si vede ch'esse si mantengono sensibilmente rettilinee anche per valori positivi, non molto grandi, della tensione di griglia; ciò non accade invece per il pentodo.

Quando si usino triodi è dunque possibile operare anche con tensioni (leggermente) positive di griglia; e questo è molto apprezzabile dal punto di vista del rendimento $\frac{1}{2}\left(1 - \frac{V_{a\,min}}{V_{ao}}\right) \times$ $\times \left(1 - \frac{I_{a\,min}}{I_{ao}}\right)$, perchè la tensione equivalente necessaria per ottenere il massimo valore di I_a ($\mu\ V_{g\,max} + V_{a\,min}$), a parità di essa $I_{a\,max}$, può essere ottenuta con una più piccola $V_{a\,min}$. Con tale procedimento si riesce, in pratica, ad ottenere rendimenti circa doppi di quelli che si possono raggiungere quando la griglia viene costantemente tenuta a potenziali non maggiori di zero.

Occorre, naturalmente, che il circuito esterno di griglia presenti impedenza piuttosto bassa, per evitare deformazioni della v_g: un abbassamento del 20% nella tensione di cresta di essa v_g è infatti suscettibile di produrre nella corrente di uscita una seconda armonica dell'ordine del 5% ed una terza

armonica dell'ordine del 2,5%. È quindi, in linea di massima, da evitare l'accoppiamento resistenza-capacità con il precedente stadio amplificatore di tensione, e deve essere preferito un accoppiamento mediante trasformatore con rapporto 1 : 1, o, addirittura, lievemente in discesa, per far sì che la resistenza interna catodo griglia si riporti nel primario, ove agisce la e_g, moltiplicata per un coefficiente minore di uno. Come infatti sappiamo dall'elettrotecnica, una resistenza in *serie* con il secondario di un trasformatore si riporta *in serie* nel primario, divisa per il quadrato del rapporto n fra il numero delle spire primarie e il numero di quelle secondarie. Anche una conveniente dose di controreazione può influire favorevolmente, come abbiamo visto, per ridurre le armoniche.

Tenendo conto dei relativi pregi e difetti dei due tubi che abbiamo considerato, possiamo concludere che, in generale, si preferisce il triodo quando si desideri una migliore riproduzione, e il pentodo quando prevalgano considerazioni quantitative di potenza e rendimento; fra i pentodi sono poi da preferirsi quelli « a fascio », quando si desideri ridurre la percentuale di terza armonica: l'andamento delle caratteristiche di questi tubi è infatti tale da dar luogo ad una seconda armonica assai importante, ma ad una terza armonica molto ridotta.

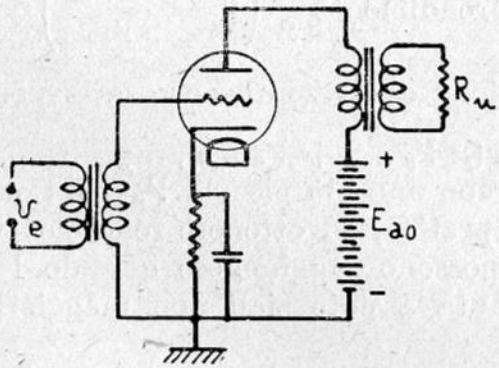


Fig. 70.

Normalmente, come già si è detto, l'apparecchio utilizzatore è collegato al secondario di un trasformatore, il cui primario è inserito nel circuito anodico; con ciò viene eliminato l'inconveniente del passaggio della corrente I_{a0} attraverso l'utilizzatore stesso, e si può « adattarne » la resistenza al valore ottimo che deve risultare inserito nel circuito anodico. Lo studio del circuito che ne risulta (fig. 70) può esser condotto come quello dell'analogo amplificatore di tensione (§ 6, Cap. VI) disegnando il circuito equivalente; e le

conclusioni alle quali si giunge sono, naturalmente, analoghe: si ha cioè una curva di risposta, che è funzione della frequenza, e che presenta un andamento pressochè rettilineo per le frequenze intermedie, ed un andamento «cadente» per le frequenze estreme: analoghi sono pure gli accorgimenti per modificare la curva di risposta. Talvolta la natura del carico (ad esempio un altoparlante) è tale da attuare speciali condizioni di risonanza per certe particolari frequenze; mediante una controreazione selettiva, o altri dispositivi correttori, l'inconveniente può essere attenuato quanto occorre nella pratica.

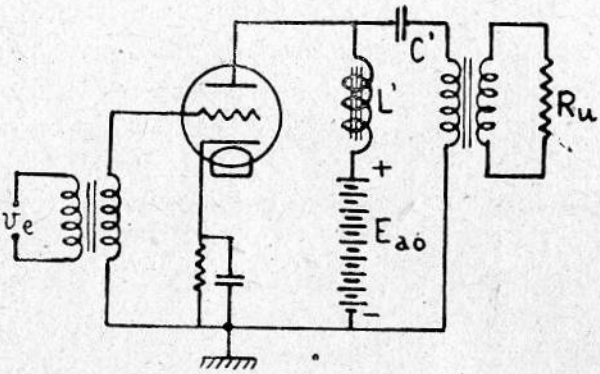


Fig. 71.

Come è da aspettarsi, l'introduzione del trasformatore provoca perdite supplementari e diminuisce il rendimento complessivo; nei casi normali si può prevedere che il rapporto fra la potenza consegnata all'utente e quella assorbita dal trasformatore (rendimento del trasformatore) sia dell'ordine dell'80%.

Talvolta si usa la cosiddetta alimentazione in parallelo (fig. 71). L' è una elevata induttanza, che offre poca resistenza alle correnti continue, e grande impedenza a quelle variabili; C' è una elevata capacità, che offre resistenza pressochè infinita (salvo le dispersioni) alle correnti continue, e reattanza pressochè trascurabile alle correnti variabili. Si evita così il passaggio della I_{ao} attraverso il primario del trasformatore, e la conseguente presaturazione del nucleo ferromagnetico dello stesso.

2. Amplificatori di potenza controfase (push-pull) classe A e classe AB per basse frequenze. — Lo schema di questo tipo di amplificatore è indicato nella fig. 72: due tubi uguali sono collegati in modo tale, che le tensioni eccita-

trici di griglia, pure uguali fra loro (il punto A è al centro del secondario del trasformatore di entrata), siano in opposizione di fase. Pure in opposizione di fase (il punto B è al centro dell'avvolgimento primario del trasformatore di uscita) risultano le componenti della tensione e della corrente anodica. Se indichiamo con I_{a_1} ed I_{a_2} le correnti anodiche dei due tubi, vediamo che la corrente totale nel tratto OB è $I_{a_1} + I_{a_2}$, e che la corrente magnetizzante nell'intero avvolgimento MN è invece $I_{a_1} - I_{a_2}$. Se poniamo:

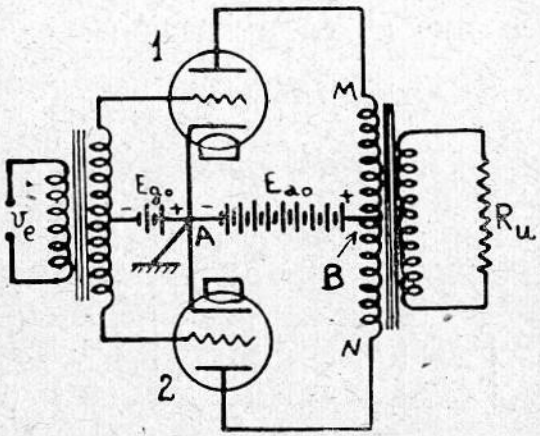


Fig. 72.

$$v_{g_1} = \mathcal{V} \operatorname{sen} \omega t$$
$$v_{g_2} = - \mathcal{V} \operatorname{sen} \omega t$$

e sviluppiamo in serie di potenze le componenti variabili delle correnti anodiche, si ha:

$$I_{a_1} = I_{ao} + i_{a_1} = I_{ao} + a\, \mathcal{V} \operatorname{sen} \omega t + b\, \mathcal{V}^2 \operatorname{sen}^2 \omega t + c\, \mathcal{V}^3 \operatorname{sen}^3 \omega t + \ldots$$
$$I_{a_2} = I_{ao} + i_{a_2} = I_{ao} - a\, \mathcal{V} \operatorname{sen} \omega t + b\, \mathcal{V}^2 \operatorname{sen}^2 \omega t - c\, \mathcal{V}^3 \operatorname{sen}^3 \omega t + \ldots$$

La corrente nel tratto OB è dunque espressa da:

$$I_{a_1} + I_{a_2} = 2\, I_{ao} + 2\, b\, \mathcal{V}^2 \operatorname{sen}^2 \omega t + \ldots$$

e la corrente magnetizzante totale è data da:

$$I_{a_1} - I_{a_2} = 2\, a\, \mathcal{V} \operatorname{sen} \omega t + 2\, c\, \mathcal{V}^3 \operatorname{sen}^3 \omega t + \ldots$$

Queste espressioni mettono in luce le peculiari proprietà, di questo tipo di amplificatore:

1°) Attraverso la sorgente di alimentazione E_{ao} non passano correnti aventi la frequenza delle f. e. m. di entrata: lo schema controfase non dà cioè luogo a rigenerazione, in stadi che abbiano in comune la sorgente anodica.

2°) Non esiste componente continua di magnetizzazione nel primario del trasformatore di uscita: manca, cioè, la nociva presaturazione del nucleo di esso trasformatore.

3°) Le componenti alternative eventualmente provenienti dalla sorgente E_{ao} (ad esempio, se questa è costituita da un raddrizzatore non ben livellato; vedi Cap. XI) dànno luogo ad una corrente magnetizzante totale nulla: è così evitato, fra l'altro, il pericolo del rumore noto sotto il nome di « hum » (vedi § 9, Cap. VI).

4°) Le componenti del secondo ordine delle correnti anodiche, cioè (vedi § 16, Cap. VI) le variazioni della componente continua, le seconde armoniche; e, quando la e_g è complessa, le componenti eventi frequenze somme o sottrazioni di quelle pertinenti alle oscillazioni semplici di cui essa e_g è formata, dànno luogo a correnti magnetizzanti nulle, e non sono quindi trasmesse all'utente.

Per la piena attuazione di questi benefici effetti, occorre, naturalmente, che i tubi siano uguali, e lo schema ben bilanciato.

Se i due tubi sono impiegati in classe A, anche l'amplificatore, nel suo complesso, appartiene a tale classe. Poichè, come abbiamo visto, le armoniche pari si elidono, si può tuttavia impegnare anche la parte curvilinea delle caratteristiche, alla condizione di adoperare triodi o, eventualmente, pentodi a fascio, che, come abbiamo avuto già occasione di dire, hanno caratteristiche tali da dare origine a seconde armoniche accentuate, ma a terze armoniche poco rilevanti; i due tubi vengono allora impiegati in classe AB, e l'amplificatore viene parimente classificato. Così facendo si conseguono due importanti vantaggi: la corrente di riposo viene molto ridotta; il rendimento anodico viene molto accresciuto, tanto da raggiungere valori dell'ordine del $40 \div 50\%$. Operando in classe AB conviene abbandonare la polarizzazione automatica della griglia, il cui valore varierebbe troppo dalla condizione di riposo a quella di funzionamento, e risulterebbe funzione della ampiezza della e_g.

Per chiarire con un esempio quanto ora abbiamo detto, studiamo il comportamento di un amplificatore controfase con due triodi $A\ D\ 1$ in classe AB.

Nella fig. 73 sono riprodotte (a tratti) le caratteristiche statiche dei due tubi, disposte in modo da tener conto di co-

me essi effettivamente funzionano: supponendo di avere scelto come tensioni di riposo $V_{ao} = 250\ V$ e $V_{go} = -55\ V$ (punti di riposo Q), le variazioni della tensione di griglia, della tensione ano-

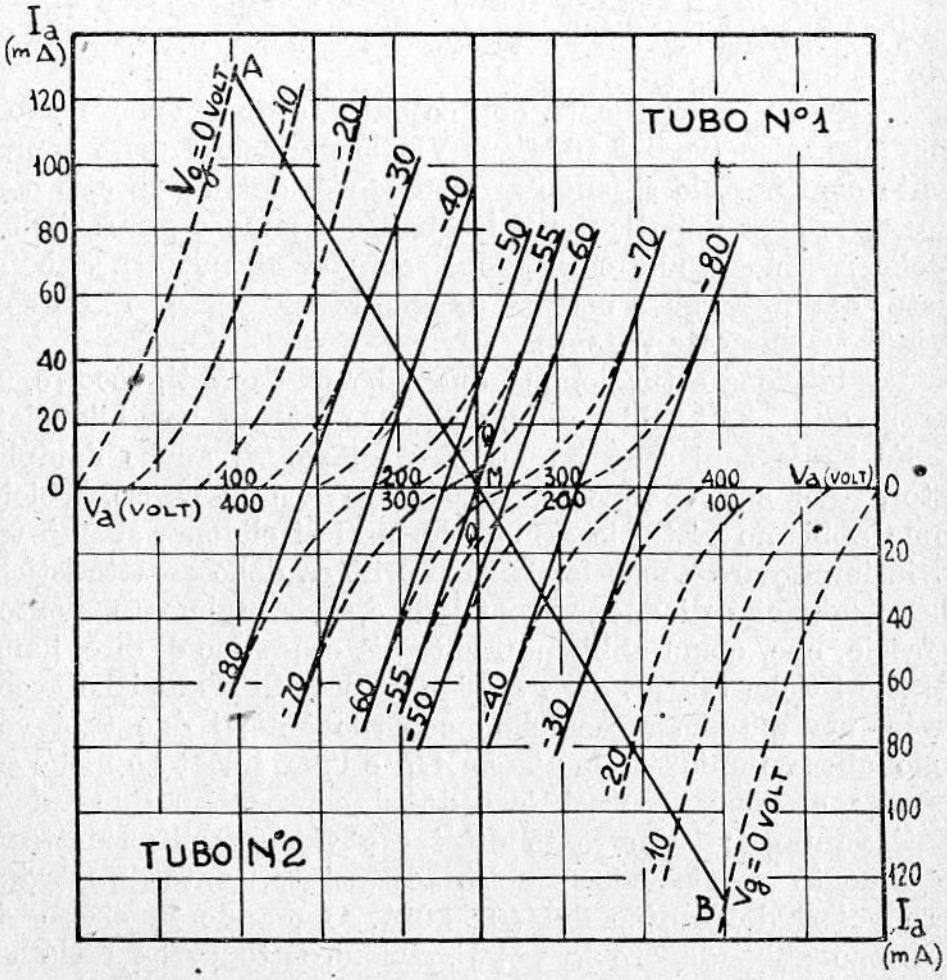


Fig. 73.

dica e della corrente anodica risultano infatti, per i due tubi, in opposizione di fase, e di segno contrario. Le linee (a tratto continuo) che raccordano le caratteristiche corrispondenti a valori di V_g tali che la loro somma sia uguale a $-110\ V$ (quando $V_{g1} = -55 + x$, $V_{g2} = -55 - x$; quindi $V_{g1} + V_{g2} = -110$), rappresentano le « caratteristiche globali dell'insieme dei due tubi »; come

mostra la figura, queste linee sono, praticamente, rette: ciò spiega la pratica mancanza di distorsioni. Il segmento AOB rappresenta una caratteristica di lavoro del sistema, corrispondente ad una resistenza di carico di 1200 Ω. La potenza che il gruppo fornisce al trasformatore è:

$$P_u = \frac{1}{8}(V_{a\,max} - V_{a\,min})(I_{a\,max} - I_{a\,min}) = \frac{300 \times 0{,}260}{8} = 9{,}8\ \mathrm{W}$$

cioè sensibilmente maggiore del doppio di quella che può ottenersi con un solo tubo (vedi § precedente).

La condizione di riposo è molto economica: circa 8,5 watt per il complesso dei due tubi, invece di circa 15 watt per il tubo isolato in classe A.

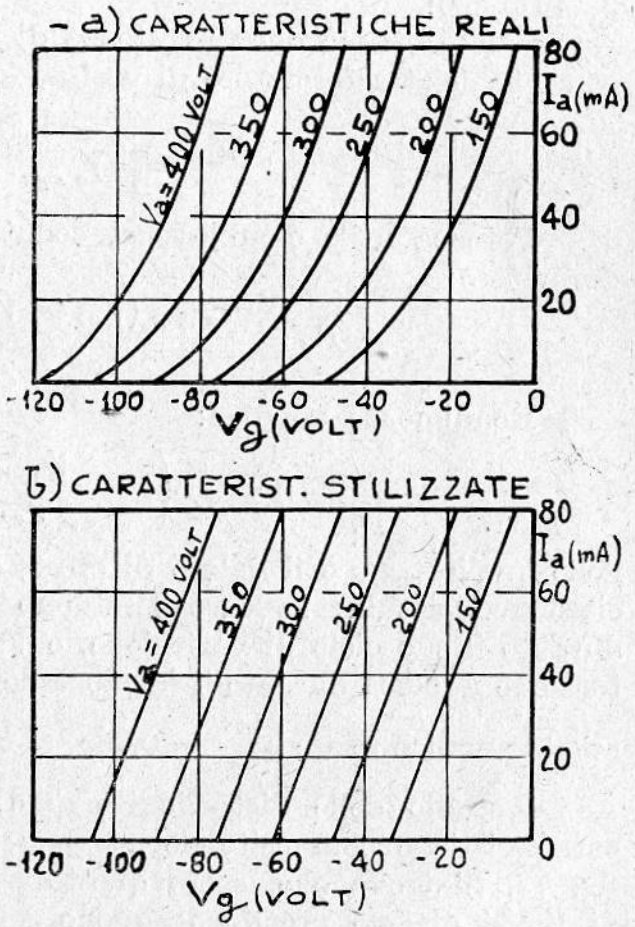


Fig. 74.

3. Amplificatori di potenza controfase, classe B, per basse frequenze. — Quando il valore delle polarizzazioni di griglia è scelto in modo che la corrente anodica fluisca, sempre e soltanto, quando il valore instantaneo v_g della componente variabile della tensione totale di griglia V_g è maggiore di zero, i due tubi « lavorano » in classe B e l'amplificatore assume tale classificazione.

Lo studio teorico di questo apparecchio conduce a risultati praticamente soddisfacenti quando alle effettive caratteristiche, rappresentate ad esempio nella fig. 74 *a*, si sostituiscano quelle « stilizzate » riprodotte nella fig. 74 *b*; quando cioè si ammetta che le caratteristiche stesse siano rettilinee, parallele, equidistanti; e tali si mantengano fino ad incontrare l'asse delle ascisse, per poi adagiarsi su di esso.

In tale ipotesi si possono stabilire le seguenti relazioni quantitative:

Valore ottimo della resistenza di carico R_u, riportata nel primario del trasformatore di uscita, fra anodo e anodo:

$$R_u = 4 \frac{V_{ao} - V_{a\,min}}{I_{a\,max}}$$

Potenza utile complessiva, ceduta dai due tubi al trasformatore:

$$P_u = \frac{I_{a\,max}\,(V_{ao} - V_{a\,min})}{2}$$

Rendimento anodico:

$$\eta = \frac{\pi}{4}\left(1 - \frac{V_{a\,min}}{V_{ao}}\right)$$

nelle quali $I_{a\,max}$ è il valore di cresta della corrente anodica in ciascuno dei tubi; $V_{a\,min}$ è il minimo valore che la V_a assume durante il suo ciclo di variazione, e V_{ao} è il valor medio della tensione anodica durante il funzionamento. Si vede che il rendimento anodico tende a $\frac{\pi}{4} = 0{,}785$, al tendere a zero di $\frac{V_{a\,min}}{V_{ao}}$.

Lo studio delle distorsioni può esser fatto tracciando le caratteristiche composite del sistema, come è mostrato nella fig. 73. Si trova che, sotto questo aspetto, il miglior valore di V_{go} si ottiene prendendo quello corrispondente al punto di incontro della caratteristica stilizzata V_{ao} con l'asse delle ascisse (— 75 volt nella fig. 74 *a*, dove si è scelto $V_{ao} = 300$ volt); in tali condizioni la corrente di riposo è leggermente diversa da zero (classe *B* non pura), e il rendimento è un po' inferiore

a quello calcaolato. Poichè, in generale, conviene, per le ragioni già dette, che la V_g assuma anche valori positivi, si preferiscono, quando è possibile, triodi con alto μ, in modo che la V_{go}, calcolata come sopra si è detto, non risulti troppo grande ($I_{ao} = 0$ quando $V_{ao} + \mu V_{go} \simeq 0$) in modo cioè che non siano necessarie tensioni eccitatrici di griglia troppo forti, per far assumere alla V_g i temporanei, moderati, valori positivi che si desiderano. Quantunque convenga avere $V_{a\,min}$ piccolo quanto possibile, è bene che tale valore non sia inferiore a quello (contemporaneo) di $V_{g\,max}$, per evitare che la corrente di griglia assuma valori troppo elevati (vedi Cap. IV, § 5).

Dato che esiste corrente di griglia, l'eccitazione deve erogare energia: lo stadio preamplificatore è perciò, anch'esso, di potenza.

Di fronte ai vantaggi di maggior potenza e di miglior rendimento (rispetto al classe A ed al classe AB), questo amplificatore presenta l'inconveniente di esigere una accurata regolazione ed un bilanciamento pressochè perfetto: uno squilibrio del 10% nelle correnti anodiche è suscettibile di dare origine ad una seconda armonica dell'ordine del 5%. È perciò impiegato soltanto nei casi in cui possa esser controllato da personale tecnico adatto.

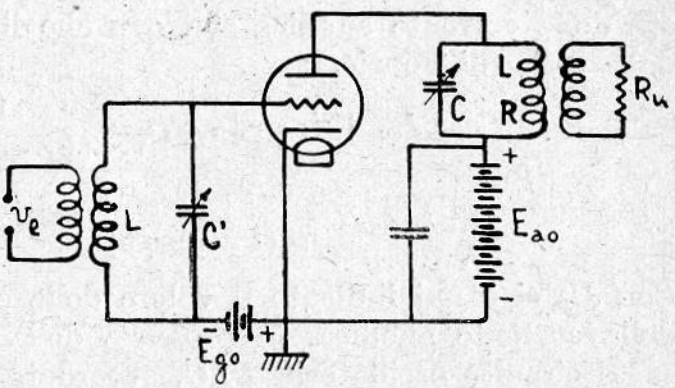


Fig. 75.

4. Amplificatori di potenza classe B e classe C per alte frequenze. — Lo schema di principio di questi amplificatori è rappresentato nella fig. 75; il circuito RLC (detto anche circuito tank) e quello $L'C'$ sono accordati sulla frequenza f della f. e. m. impressa; le tensioni V_{go} e V_{ao} sono

tali che la corrente anodica fluisce soltanto durante una parte τ del periodo T; $\left(T = \frac{1}{f} = \frac{2\pi}{\omega}\right)$.

Indichiamo con 2θ la misura angolare di τ

$$\frac{2\theta}{2\pi} = \frac{\tau}{T}; \quad \theta = \pi \frac{\tau}{T}$$

θ si chiama « angolo di circolazione ». Se $\theta = \pi$ si ha l'amplificatore classe A; se $\frac{\pi}{2} < \theta < \pi$ si ha l'amplificatore classe AB; se $\theta = \frac{\pi}{2}$ si ha l'amplificatore classe B; se $\theta < \frac{\pi}{2}$ si ha l'amplificatore classe C.

Lo studio teorico dà risultati praticamente soddisfacenti quando si parta dalle caratteristiche « stilizzate », già definite nel paragrafo precedente. Indicando con $I_{a\,max}$ il valore di cresta della corrente anodica si trova che il valore di I_a è dato dalla serie (di Fourier):

$$I_a = I_{ao} + i_a = I_{a\,max} \frac{\operatorname{sen}\theta - \theta\cos\theta}{\pi(1-\cos\theta)} +$$

$$+ I_{a\,max} \frac{\theta - \operatorname{sen}\theta\cos\theta}{\pi(1-\cos\theta)} \operatorname{sen}\omega t + \ldots.$$

Con I_{ao} si è qui indicato il valore della componente continua della corrente anodica, in presenza della e_g.

Il circuito oscillatorio RLC, accordato sulla frequenza f, si comporta, all'incirca, come una resistenza di valore $R_e = \frac{L}{CR}$ (vedi Cap. III; nella R supponiamo conglobata la R_u riportata nel primario: R = resistenza ohmica del circuito accordato $+ \frac{\omega^2 M^2}{Z^2_2} R_u$) nei riguardi della componente della I_a che ha pulsazione ω, e come una impedenza praticamente trascurabile per tutte le altre componenti: la V_a è dunque, all'incirca:

$$V_a = E_{ao} - R_e I_{a\,max} \frac{\theta - \operatorname{sen}\theta\cos\theta}{\pi(1-\cos\theta)} \operatorname{sen}\omega t$$

Le relazioni fra le varie grandezze in gioco sono rappresentate nella fig. 76. Calcolando il valore della $I_{a\,max}$ in funzione dei corrispondenti valori della V_g e della V_a, si trova che il valore del rapporto di amplificazione « a » risulta espresso da:

$$a = -\frac{\mu R_e (\theta - \operatorname{sen}\theta \cos\theta)}{\pi R_a + (\theta - \operatorname{sen}\theta \cos\theta) R_e}$$

Nel caso particolare in cui sia $\theta = \frac{\pi}{2}$, cioè per l'amplificatore classe B, si ha:

$$a = -\frac{\mu R_e}{2 R_a + R_e}$$

Se si pone $\theta = \pi$ si ritrova la già calcolata espressione di a per gli amplificatori classe A

$$a = -\frac{\mu R_e}{R_a + R_e}$$

Il valore di a, nell'amplificatore classe C, dipende da θ; come si rileva dalla fig. 76, se l'ampiezza $\mathcal{V}_g$ di v_g non rimane costante, mentre invece tali rimangono V_{go} e V_{ao}, θ varia con $\mathcal{V}_g$: l'amplificatore classe C non è dunque « lineare » per le oscillazioni modulate in ampiezza.

La formula che fornisce il valore di a per l'amplificatore clas-

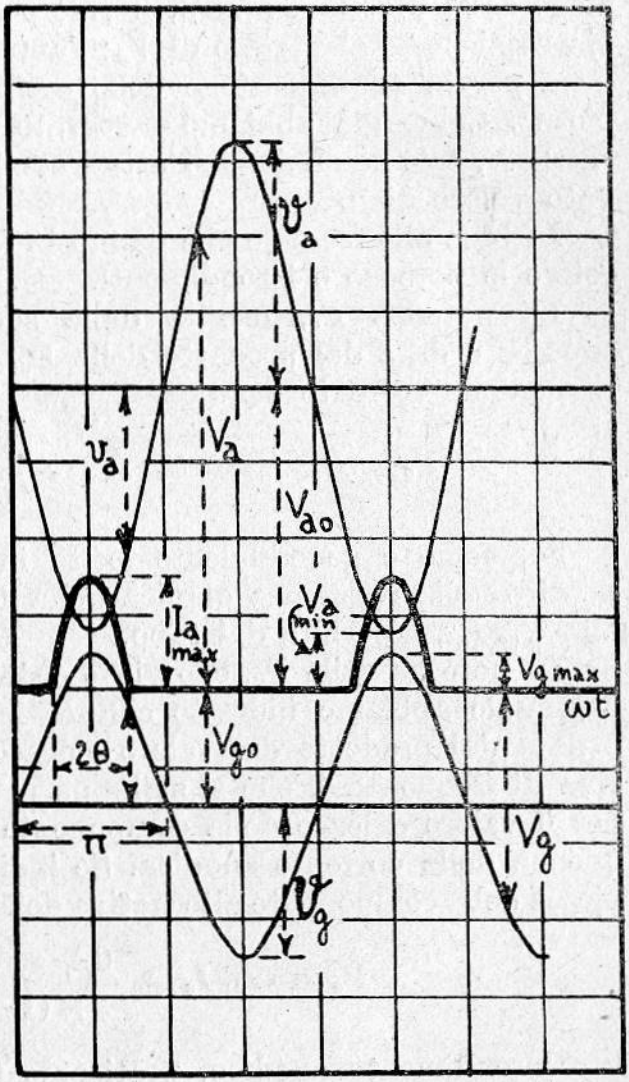


Fig. 76.

se B è indipendente da θ, perchè abbiamo supposto, nello scriverla, ch'esso fosse costante ed uguale a $\frac{\pi}{2}$. Se la corrente anodica si manifesta, almeno in via approssimativa, sempre e soltanto quando V_g (complessiva) è maggiore di zero; se cioè la polarizzazione necessaria perchè sia $\theta = \frac{\pi}{2}$ è nulla, o almeno assai prossima a zero, il valore di θ non cambia, o cambia assai poco, al variare di V_g; l'amplificatore si presta allora bene per la amplificazione delle oscillazioni modulate in ampiezza. Come già abbiamo osservato parlando del controfase classe B, tale condizione si attua assai bene con triodi ad elevato valore di μ.

In base alle formule che dànno la I_a e la V_a è possibile calcolare le potenze e i rendimenti.

La potenza P_o, fornita dalla sorgente di alimentazione anodica è data dal prodotto della E_{ao} per la componente continua della corrente anodica

$$P_o = E_{ao}\, I_{ao} = E_{ao}\, I_{a\,max} \frac{\operatorname{sen}\theta - \theta\cos\theta}{\pi\,(1 - \cos\theta)}$$

Se, come è generalmente lecito in pratica, trascuriamo la perdita nella resistenza ohmica della L, tale potenza è uguale alla $V_{ao}\, I_{ao}$, assorbita dal tubo.

La potenza utile P_u, che viene ceduta al circuito accordato, del quale abbiamo indicato con R_e la resistenza equivalente, è data dal prodotto del valore efficace della tensione alternativa di frequenza f, che si sviluppa ai capi del circuito stesso, per il valore efficace della componente alternativa di pari frequenza della corrente anodica. Se indichiamo con $\mathcal{V}_{a1}$ la ampiezza della componente alternativa della tensione anodica, si ha:

$$P_a = \mathcal{V}_{a1}\, I_{a\,max} \frac{\theta - \operatorname{sen}\theta\cos\theta}{2\,\pi\,(1 - \cos\theta)}$$

Il rendimento anodico, praticamente uguale, per quel che abbiamo detto, al rendimento globale di conversione, è:

$$\eta \cong \eta' = \frac{P_u}{P_o} = \frac{\mathcal{V}_{a1}}{E_{ao}} \frac{\theta - \operatorname{sen}\theta \cos\theta}{2(\operatorname{sen}\theta - \theta\cos\theta)}$$

La potenza P_d che viene dissipata nel tubo sotto forma di calore è data da

$$P_d = P_o - P_u = P_o(1 - \eta)$$

Si tenga presente che, in generale:

il valore di E_{ao} è indicato dal costruttore del tubo, e può quindi essere considerato una costante assegnata;

il valore della $I_{a\,max}$ è anch'esso, di solito, indicato dal costruttore; risulta comunque definito dalle tensioni e dalla massima potenza che il tubo può dissipare sotto forma di calore;

occorre, per avere elevati valori di P_u e di η, che la $\mathcal{V}_{a1}$ sia, per quanto possibile, prossima al suo massimo valore teorico E_{ao};

il valore massimo della tensione di griglia ($V_{g\,max}$ nella fig. 76) non deve superare gli otto decimi, circa, del contemporaneo valore minimo della tensione anodica ($E_{go} - \mathcal{V}_{a1}$), affinchè non si verifichino nocive diminuzioni della corrente di placca (che, in quel momento, deve assumere il valore $I_{a\,max}$), e dannosi aumenti delle corrente di griglia.

Si comprende allora come, nella pratica, si faccia in modo che, qualunque sia il valore di θ, rimangano praticamente costanti, dopo che sono stati scelti in modo da fornire i più favorevoli risultati, i valori di E_{ao}, $I_{a\,max}$, $\mathcal{V}_{a1}$ e $V_{g\,max}$. L'andamento di P_o. P_u, η e P_d risulta con ciò definito da quello delle frazioni:

$$\frac{\operatorname{sen}\theta - \theta\cos\theta}{\pi(1 - \cos\theta)}, \quad \frac{\theta - \operatorname{sen}\theta\cos\theta}{2\pi(1 - \cos\theta)}, \quad \frac{\theta - \operatorname{sen}\theta\cos\theta}{2(\operatorname{sen}\theta - \theta\cos\theta)}$$

il cui modo di variare, in funzione di θ, è indicato nella fig. 77, ove è anche tracciata una curva di η nell'ipotesi che sia $\frac{\mathcal{V}_{a1}}{E_{ao}} = 0{,}9$. Le curve mostrano che, mentre P_o, P_u e P_d crescono con θ,

il rendimento decresce in pari tempo; e confermano quanto avevamo già detto a proposito del rendimento teorico massimo dell'amplificatore classe B ($\theta = 90^o$): che cioè esso è circa 0,78 cioè circa $\frac{\pi}{4}$.

Per ciò che si riferisce al disegno del circuito oscillatorio (tank) si debbono tener presenti tre elementi:

l'ampiezza della banda passante (quando si tratti di oscillazioni modulate);

il rendimento di esso circuito: cioè il rapporto fra la potenza che cede al carico e quella che assorbe dal tubo;

il valore della sua impedenza equivalente.

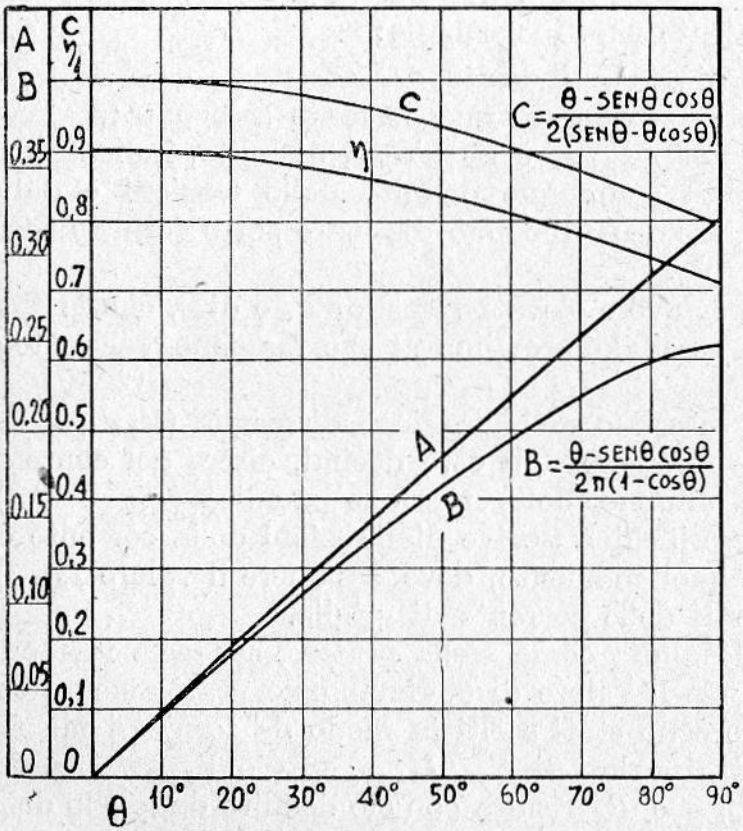


Fig. 77.

Il primo limita il valore del coefficiente di merito $Q' = \frac{\omega L}{R_{tot}}$, dove con R_{tot} si indica la somma della resistenza propria del circuito e di quella che rappresenta il carico.

Il secondo tende a far piccolo il rapporto $\frac{Q'}{Q}$, fra il fattore di merito che si calcola tenendo conto del carico e quello

proprio del circuito: a parità di corrente la potenza assorbita è infatti proporzionale alla resistenza, e quindi inversamente proporzionale al coefficiente di merito, perciò il rendimento è proporzionale a $\frac{R' - R}{R'} = \frac{\frac{1}{Q'} - \frac{1}{Q}}{\frac{1}{Q'}} = 1 - \frac{Q'}{Q}$. Si avrebbe dunque interesse a fare Q' molto piccolo e Q grande quanto tecnicamente possibile.

Il terzo limita il valore di Q' a non meno di $10 \div 12$: come abbiamo già detto infatti nel Cap. III, è condizione necessaria, affinchè, alla risonanza, il circuito si comporti come una resistenza ohmica, di valore all'incirca uguale a $\frac{L}{C\,R}$, che la resistenza di ogni ramo del circuito a risonanza di tensione sia piccola di fronte alla reattanza corrispondente (ωL in questo caso): che cioè sia abbastanza grande il coefficiente di merito (o di risonanza) Q. Se questa condizione non fosse soddisfatta, il circuito non si comporterebbe come una resistenza; le relazioni di fase fra tensione anodica e corrente anodica risulterebbero alterate; ed il funzionamento dell'insieme ne soffrirebbe, specialmente dal punto di vista del rendimento.

La polarizzazione di griglia può essere ottenuta utilizzando la componente continua nel circuito della griglia stessa, mediante un complesso resistenza capacità $R'C'$, come è indicato nella fig. 78 (nella quale è pure indicato il sistema di alimentazione anodica in parallelo, così come lo abbiamo visto nel § 1). Questo semplice sistema, spesso preferito a quello con resistenza catodica, ha anche il pregio di attenuare le variazioni di potenza di uscita determinate da piccole accidentali variazioni della tensione di entrata, in quanto la polarizzazione varia (in valore assoluto) nello stesso senso di essa tensione di entrata; presenta tuttavia l'inconveniente di venire a mancare con questa. Se ciò determina condizioni pericolose per il tubo è allora necessario che, almeno in parte, la polarizzazione sia fissa: dovuta cioè ad una sorgente separata di f. e. m. continua.

La polarizzazione fissa è evidentemente indispensabile quando si opera in classe B.

Così come per gli amplificatori per basse frequenze, è, in generale, vantaggioso usare il sistema controfase.

Le considerazioni svolte in questo paragrafo si riferiscono particolarmente ai triodi, che sono i tubi più generalmente

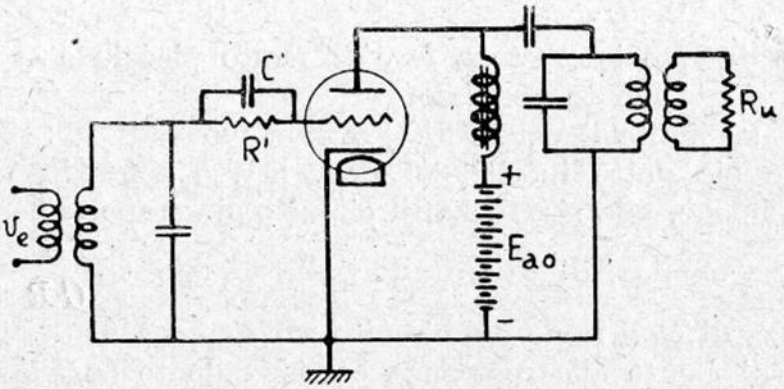


Fig. 78.

usati, specialmente quando le potenze in gioco non siano piccole; ma è facile estenderle al caso dei tetrodi e dei pentodi.

Quando si usano triodi è, in generale, necessario adottare dispositivi di neutralizzazione. Per il caso di amplificatori ad un tubo gli schemi sono quelli stessi che abbiamo indicato nel capitolo precedente (§ 10). Per l'amplificatore controfase, lo schema di neutralizzazione risulta particolarmente semplice, a causa della simmetria del sistema; lo indichiamo nella fig. 79, ove, come già facemmo, abbiamo disegnato a tratto grosso il «ponte», qui costituito dalle capacità interelettrodiche C_{ga} e dai due condensatori aggiunti C'_n.

5. Generatori di armoniche. — Poichè, come abbiamo visto, nell'amplificatore classe C, la corrente anodica è formata, oltre che da una componente continua e da una componente di frequenza uguale a quella f della e_g, anche da componenti di frequenza $2f$, $3f$,.... (termini successivi dello svi-

luppo in serie di Fourier), è possibile utilizzare tale organo per la produzione di una qualunque di esse armoniche. Basta, per ciò, che il circuito oscillatorio anodico (tank), anzichè essere accordato sulla frequenza f, lo sia nella frequenza nf che si desidera.

L'intensità relativa delle varie armoniche è funzione di θ; si può mostrare che, per avere una potenza assai elevata, con soddisfacente rendimento, il valore ottimo di θ è, all'incirca, $\frac{\pi}{n}$; valori di θ maggiori di questo, fino a circa $\frac{3\pi}{2n}$, accrescono la potenza erogata, ma peggiorano il rendimento. Con una buona regolazione si possono ottenere potenze, che stanno in relazione

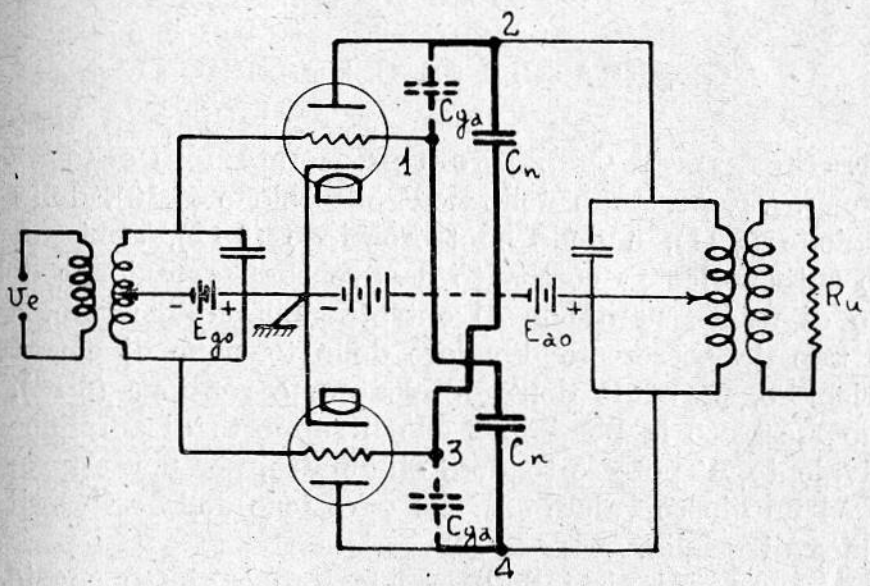


Fig. 79.

con quella corrispondente alla frequenza f, secondo i seguenti fattori:

circa 0,6 ÷ 0,7 per la seconda armonica ($2f$);
circa 0,4 per la terza armonica ($3f$);
circa 0,3 per la quarta armonica ($4f$);

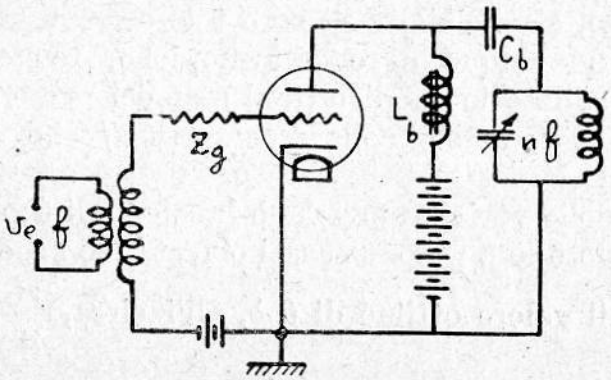


Fig. 80.

circa 0,25 per la quinta armonica (5 f).

Si possono generare armoniche anche inserendo nel circuito di griglia una impedenza Z_g (fig. 80) che deformi V_g, in modo da far comparire nella I_a l'armonica desiderata.

Capitolo Ottavo.

GENERATORI DI OSCILLAZIONI.

1. Generalità. Generatori di oscillazioni classe A. — Nel cap. VI, parlando della neutralizzazione (§ 10), della rigenerazione (§ 11), e della controreazione (§ 12), abbiamo insistito sul « pericolo » costituito da eventuali « reazioni » del circuito di uscita su quello di entrata dell'amplificatore, aventi fase tale da accrescere il valore della tensione di entrata. In particolare, parlando dell'amplificatore a reazione (§ 12), avevamo mostrato la possibilità che il rapporto di amplificazione equivalente A' potesse tendere all'infinito, per una appropriata fase ed un giusto valore av_u, della frazione della v_u inserita nel circuito di griglia.

Dal punto di vista dell'amplificatore è giusto considerare questa eventualità come un « pericolo », in quanto parlare di amplificazione infinita equivale a dire che basta una tensione infinitamente piccola all'entrata, per provocare una tensione finita all'uscita: ciò che, praticamente, significa, che l'apparecchio amplificatore cessa di funzionare come tale, in quanto le oscillazioni all'uscita non sono più comandate e controllate da quelle all'entrata. Ma il fenomeno può essere volontariamente

utilizzato per la generazione di oscillazioni, e la condizione $1 - \alpha A = 0$ viene allora detta «condizione limite per l'innescamento delle oscillazioni».

Proponiamoci di determinare il valore da assegnare ad α per attuare la condizione di autoscillazione in un caso particolarmente semplice (fig. 81). Indichiamo con ω la pulsazione propria del circuito oscillatorio LRC ($\omega = 1/\sqrt{LC}$); come abbiamo già detto più volte, questo circuito si comporta, all'incirca, come una resistenza pura, di valore $R_e = \frac{L}{CR}$, per le correnti alternative anodiche di pulsazione prossima ad ω, e come impedenza trascurabile per le correnti di pulsazione nettamente diversa da ω. Supponiamo che il circuito LRC sia percorso da una corrente oscillatoria $\bar{I}_{osc}$ (contrassegnamo con un tratto superiore orizzontale le grandezze vettoriali); la tensione ai capi di L, supponendo $R \ll \omega L$, è data, in grandezza e in fase, da $j\omega L\bar{I}_{osc}$; la f. e. m. indotta nel circuito di griglia, che supponiamo uguale alla componente alternativa della d. d. p. griglia catodo, perchè abbiamo polarizzato la griglia in modo che la I_g sia costantemente nulla, è data, pure in grandezza e fase, da $j\omega M\bar{I}_{osc}$; α, rapporto fra la tensione riportata nel circuito di entrata e la tensione di uscita è dunque uguale a $\frac{j\,\omega\,M\,\bar{I}_{osc}}{j\,\omega\,L\,\bar{I}_{osc}}$, cioè a $\frac{M}{L}$. Se supponiamo di avere scelto le condizioni iniziali in modo che l'amplificatore funzioni in classe A, il rapporto di amplificazione è espresso da $-\frac{\mu R_e}{R_a + R_e}$ (Cap. VI, § 3). Dalla relazione $1 - \alpha A = 0$ si ricava perciò:

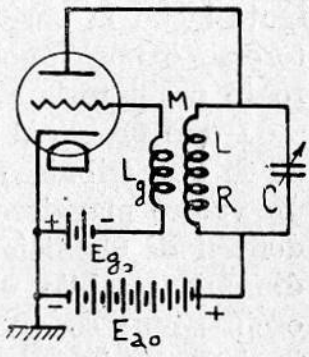


Fig. 81.

$$1 + \frac{M}{L} \cdot \frac{\mu R_e}{R_a + R_e} = 0$$

$$M = -\frac{L}{\mu}\,\frac{R_a + R_e}{R_e}$$

cioè, ricordando che $R_e = \dfrac{L}{CR}$:

$$M = -\frac{1}{\mu}(L + CRR_a)$$

Siamo giunti a determinare il valore di M, partendo dalla ipotesi che la corrente oscillatoria *esista*; il problema che interessa è però quello di determinare M in modo che la corrente oscillatoria *nasca*.

I due problemi sono diversi soltanto in apparenza: quando ad M si attribuisce il valore trovato (in pratica gli si assegnerà un valore maggiore, per essere al sicuro da cambiamenti accidentali di condizioni) si prepara una condizione di equilibrio dinamico stabile, che è quella corrispondente alla esistenza di oscillazioni; se queste, per una ragione transitoria, mancano, il sistema viene a trovarsi in una condizione di equilibrio instabile, che abbandona non appena intervenga una causa accidentale, che provochi un cambiamento nelle condizioni. Data la discontinuità di qualunque fenomeno fisico, questa causa accidentale, che provoca lo stabilirsi della preparata condizione di equilibrio stabile, non può mancare, e nemmeno apprezzabilmente tardare: talvolta è la chiusura di un interruttore, tal'altra la variazione della emissione elettronica,..., certo è ch'essa si produce.

Un'altra domanda, che sorge spontanea, si riferisce alla ampiezza delle oscillazioni che si stabiliscono: potrebbe infatti sembrare che, ove facessimo (come in pratica si fa) $1 - \alpha A < 0$, l'ampiezza stessa dovesse aumentare all'infinito.

In realtà la condizione di equilibrio dinamico è proprio $1 - \alpha A = 0$; condizione che, tenendo conto del valore di A, possiamo scrivere nella forma:

$$R_a + R_e(1 + \mu\alpha) = 0$$

e questa condizione *si stabilisce*, anche se assegnamo ad α va-

lori che, apparentemente, rendono $R_e(1 + \mu a)$ negativo e, in valore assoluto, maggiore di R_a.

Questo apparente gioco di parole risulta chiarito, quando si pensi che le caratteristiche non sono rette indefinite, e che il valore di R_a è legato alla zona di caratteristiche che ci interessa. Esso non è, cioè, quello indicato dal costruttore del tubo (di solito R_a minimo), o quello che si può determinare nell'immediato intorno di una particolare condizione statica di funzionamento: è, invece, il valor medio di tutti i valori di R_a che corrispondono a tutti i punti del tratto di caratteristiche interessato. Valore medio nel tempo:

$$R_{a\,medio} = \frac{1}{T}\int_0^T R\,dt$$

Quando l'ampiezza della oscillazione cresce, vengono interessati tratti di caratteristiche ai quali corrispondono valori di R_a sempre maggiori: cresce quindi R_a medio, di tanto quanto occorre per soddisfare la condizione analitica di equilibrio.

Tutto sommato, quindi, dire che

$$R_a + R_e(1 + \mu a) = 0$$

rappresenta la « condizione limite per l'innescamento delle oscillazioni » è vero soltanto se si pensa di attribuire ad R_a il suo valore minimo; se non si fa questa riserva, essa rappresenta la « condizione di equilibrio dinamico oscillatorio ».

Da quanto precede risulta che, affinchè la condizione di equilibrio stessa sia veramente stabile, occorre interessare tratti curvilinei delle caratteristiche: ciò significa:

1°) che la componente alternativa della I_a non è perfettamente sinusoidale (è infatti sinusoidale, per l'effetto selettivo del circuito risonante, la I_{osc}; tali sono quindi anche la v_a e la v_g; e siccome il legame fra v_g ed i_a non è lineare, questa non può essere sinusoidale);

2°) che l'ampiezza della fondamentale della i_a è all'incirca uguale al valore I_{ao} della corrente di riposo.

Facciamo un secondo esempio, riferendoci allo schema della fig. 82, e considerando ancora il tubo funzionante in classe A con corrente di griglia sempre nulla. Se esiste una componente alternativa sinusoidale della tensione anodica, e si indica con $\bar{I}$ (vettore) la corrente che percorre il tratto AB, si ha:

$$\overline{V}_{AB} = \overline{V}_a = j\left(\omega L_g - \frac{1}{\omega C_g}\right)\bar{I}$$

$$\overline{V}_{GB} = \overline{V}_g = j\,\omega L_g \bar{I}$$

$$a = \frac{\overline{V}_g}{\overline{V}_a} = \frac{\omega L_g}{\omega L_g - \dfrac{1}{\omega C_g}}$$

e la condizione di equilibrio diviene;

$$C_g = \frac{L + C R R_a}{\omega^2 L_g (R_a R C + L[1 + \mu])}$$

Se supponiamo che la C_g sia la capacità griglia anodo del tubo, lo schema 82 è analogo a quelli che abbiamo studiato per la amplificazione delle alte frequenze; si ha quindi ancora conferma della possibilità dell'autoinnescarsi di oscillazioni, per effetto della capacità suddetta.

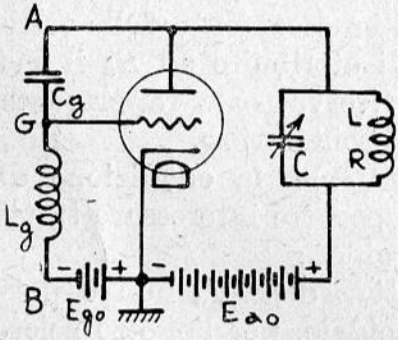


Fig. 82.

Nelle figg. 81 e 82 abbiamo rappresentato con E_{go} la sorgente per la polarizzazione di griglia; in pratica si ricorre sempre alla polarizzazione automatica (almeno parziale) ottenuta mediante complesso resistenza capacità inserito nel circuito di griglia (fig. 83). La ragione ne è duplice:

1°) Se vogliamo che le oscillazioni si inneschino automaticamente bisogna che la più piccola oscillazione accidentale possa essere potentemente amplificata, ed è perciò opportuno

che nella condizione di riposo la polarizzazione sia la minima possibile, per avere la massima pendenza della caratteristica dinamica.

2°) Se vogliamo che le oscillazioni siano stabili, è necessario che una diminuzione della loro ampiezza accresca la amplificazione, chè altrimenti verrebbe rotta la condizione di equilibrio dinamico, e le oscillazioni si spegnerebbero. Reciprocamente, occorre che un accrescimento accidentale dell'ampiezza delle oscillazioni, provochi una diminuzione della amplificazione. Questo risultato si ottiene appunto mediante la polarizzazione automatica, il cui valore assoluto cresce e cala con l'ampiezza della corrente oscillatoria. La necessità di una polarizzazione automatica, non inferiore ad un certo valore, può essere dimostrata anche per via teorica.

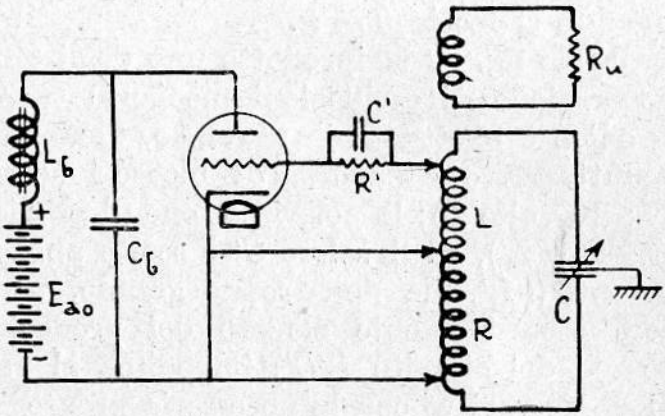


Fig. 83.

2. Generatori di oscillazioni classe *C*. — Quanto abbiamo detto finora mostra che l'unica differenza fra amplificatore e generatore risiede nel fatto che, in questo, la tensione di entrata è prodotta, mediante opportuni (semplici) dispositivi, dalla tensione di uscita: il generatore è, insomma, un autoamplificatore.

Si intuisce, quindi, che tutte le considerazioni che abbiamo svolto a proposito degli amplificatori si applicano, con lievi ritocchi, ai generatori.

È, ad esempio, facile calcolare il rendimento dei generatori classe *A*, e mostrare ch'esso è sempre molto basso (limite teorico superiore 0,50); e quindi studiare e prevedere il funziona-

mento del generatore classe C, analogo a quello dell'amplificatore della stessa categoria.

Si può mostrare che, in tal caso, la condizione di equilibrio dinamico è espressa dalla formula:

$$\pi R_a + (\theta - \text{sen}\,\theta \cos\theta)(1 + \mu a) R_e = 0$$

che coincide con quella già data per il generatore classe A, quando si faccia $\theta = \pi$.

Nella fig. 83 è riprodotto uno degli schemi più usati per la generazione di oscillazioni mediante triodi. La alimentazione anodica è effettuata in parallelo, mediante il sistema $L_g C_g$ di induttanza e capacità «di blocco» (L_b deve essere almeno $5 \div 10$ volte L); la polarizzazione di griglia è automatica (complesso $C'R'$), ed il valore C' è scelto abbastanza grande perchè sia $\omega C' \langle\langle R'$, ma non troppo grande, per evitare che un valore eccessivamente elevato del prodotto $R'C'$ (costante di tempo del circuito $R'C'$) impedisca al valore della polarizzazione di variare con la necessaria prontezza, come è necessario per evitare saltuarità nel funzionamento.

Se si determinano condizioni nelle quali la griglia emette elettroni secondari in notevoli quantità, la corrente di polarizzazione può invertirsi; si inverte allora anche il segno della polarizzazione, le oscillazioni si bloccano, e il tubo può essere distrutto a causa della eccessiva potenza che deve dissipare; per evitare tale fenomeno (bloccaggio) si usa talvolta inserire (negli apparecchi di grande potenza) un raddrizzatore (diodo) nel circuito di griglia, in modo che possa circolarvi corrente soltanto nel senso giusto.

L'opposizione di fase fra tensione di griglia e tensione anodica è garantita dal fatto di essere ambedue generate dalla corrente oscillatoria del circuito RLC. Per la simmetria del sistema, specialmente quando si opera ad alte frequenze, si preferisce costruire il condensatore C con tre armature e collegare a terra quella centrale, che, normalmente, è l'armatura mobile. Perchè il fenomeno oscillatorio si svolga con sufficiente regolarità, occorre che il Q effettivo del circuito oscillatorio, cioè il Q computato tenendo conto della resistenza R_u dell'utente,

non sia troppo basso: non bisogna comunque scendere al disotto del limite minimo (10 ÷ 12) già indicato per gli amplificatori di potenza. Tenendo presente che $Q = \frac{\omega L}{R} = \frac{\omega L I_{osc} \cdot I_{osc}}{R I^2_{osc}}$, si usa anche dire che il rapporto tra i voltampere di circolazione e i watt consumati, non deve scendere al di sotto di 10 ÷ 12.

3. Frequenza delle oscillazioni generate, e sua stabilità. — La frequenza delle oscillazioni generate spontaneamente, è prossima – ma non rigorosamente uguale – a quella propria del circuito risonante: $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$; ne differisce di una quantità che è determinata dal valore del Q effettivo dello stesso circuito, dall'accoppiamento con il carico, dal valore delle tensioni elettrodiche, e da altri fattori di minore importanza.

In molte applicazioni radiotecniche è necessario che la frequenza risulti praticamente costante; occorre, perciò:

1°) che sia costante la frequenza propria del circuito;

2°) che siano rimosse, o compensate, le cause che fanno differire la frequenza delle oscillazioni da quella propria del circuito; o, almeno, che questa differenza sia resa costante.

Affinchè non vari la frequenza propria del circuito, bisogna che siano fissi il valore della sua induttanza e della sua capacità, quelli delle capacità interelettrodiche, e quello della reattanza introdotta dal circuito di carico nel circuito oscillatorio (vedi Cap. III). Le variazioni di temperatura, dovute al riscaldamento dell'apparato quando funziona, rappresentano la causa di maggiore perturbazione: con una costruzione accurata si può tuttavia ottenere che la instabilità della frequenza, ad esse dovuta, non superi i 10 ÷ 100 milionesimi per grado centigrado.

Il provvedimento più efficace per rendere la frequenza delle oscillazioni pressochè indipendente dalle tensioni elettrodiche, consiste nel rendere molto elevato il Q effettivo del circuito; il che significa, fra l'altro, che deve esser piccola la resistenza equivalente al carico, cioè la potenza utile.

Si può render minimo lo scarto fra la frequenza propria del circuito e quella delle oscillazioni « bilanciando » il sistema, mediante l'inserzione di opportune reattanze nel circuito di griglia, in quello di placca, o in ambedue.

Da quanto sopra discende che, quando si voglia ottenere una grande stabilità di frequenza, conviene partire da un pic-

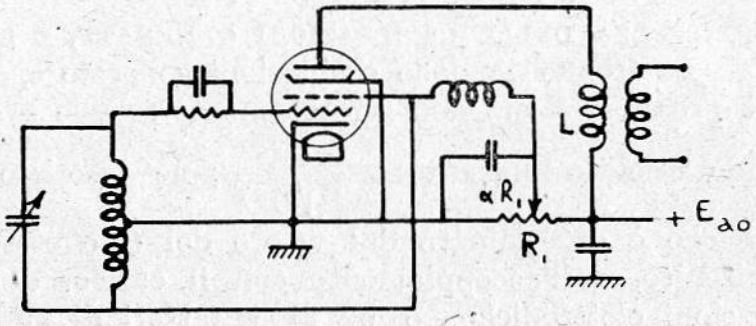


Fig. 84.

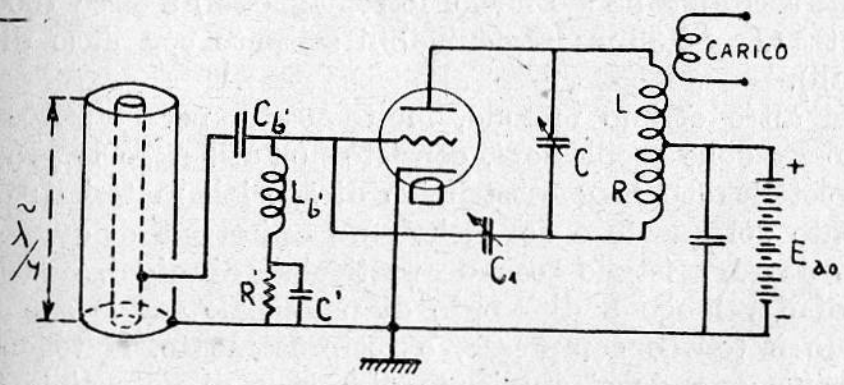
colo oscillatore, costruito con grande cura, eventualmente sistemato in una cassa termostatica, ed erogante una potenza piccolissima, che poi viene amplificata. Un oscillatore cosiffatto si chiama « pilota ». La instabilità di frequenza può, in tal modo, esser contenuta nei limiti di 20 ÷ 100 milionesimi.

Oscillatore pilota e amplificatore (primo stadio) possono esser conglobati usando un pentodo per alte frequenze (eventualmente un tetrodo) come è mostrato nella fig. 84. L'insieme costituito dal catodo, dalla griglia e dallo schermo, agisce come un triodo oscillatore, alimentato in parallelo, del quale lo schermo rappresenta l'anodo. Soltanto pochi elettroni sono intercettati dallo schermo, ma ciò basta per il mantenimento delle oscillazioni; i rimanenti elettroni vanno alla placca, e producono la corrente di uscita, fluendo nella induttanza L, in serie con l'anodo. Questa corrente è controllata dalla parte oscillatoria del tubo; dato che in un pentodo (o in un tetrodo) la corrente anodica è pressochè indipendente dalla tensione anodica, se questa non discende al disotto di un certo valore, non vi è reazione apprezzabile del circuito di uscita su quello

oscillatorio. Il dispositivo potenziometrico $R_1 a$, regolato per tentativi, contribuisce alla stabilità della frequenza dal punto di vista delle variazioni eventuali della E_{ao}.

Un dispositivo del genere è detto ad « accoppiamento elettronico », perchè il circuito di uscita e quello oscillatorio sono accoppiati attraverso la corrente elettronica interna.

Un ottimo sistema per costituire un circuito risonante con elevato valore di Q, consiste nell'impiegare a tale scopo una linea, di lunghezza pressochè uguale a ¼ di lunghezza d'onda $\left(\lambda\,(\text{cm}) \cong \frac{3 \,.\, 10^{10}}{f}\right)$, chiusa in corto circuito ad uno degli estremi (vedi Cap. III). La linea può essere costituita da due conduttori paralleli (meno efficiente) o da due conduttori cilindrici coassiali (di più difficile regolazione); esiste un rapporto ottimo (massimo Q) fra i diametri dei conduttori e la loro distanza. La linea accordata è preferibile specialmente alle alte frequenze, sia perchè le sue dimensioni diventano allora poco ingombranti, sia perchè, mentre il Q dei circuiti accordati ordi-



Fi0. 85.

nari, al di là di un certo valore di f, decresce al crescere di questa, il Q delle linee cresce con la radice quadrata di f. Con f sufficientemente elevata, si possono raggiungere Q dell'ordine da 1000 a 100.000.

Uno schema di oscillatore con linea rismante è rappresentato nella fig. 85. Perchè la stabilità di frequenza sia molto

elevata, bisogna che l'accoppiamento fra la linea e il circuito di griglia sia molto lento; ciò che si ottiene connettendo la griglia ad un punto della linea relativamente vicino all'estremità in corto circuito. Lo schema oscillatorio è analogo a quello della fig. 83, ma ha l'alimentazione in serie; il condensatore variabile C_1 « dosa » la retroazione; R', C' è il complesso polarizzante; L'_b e C'_b costituiscono reattanze di blocco, rispettivamente per le alte e per le basse frequenze. Il circuito accordato di griglia è quello che controlla la frequenza e la rende stabile; l'ordine di grandezza della instabilità di frequenza, con un circuito del tipo descritto, è dell'ordine di 10 ÷ 30 milionesimi.

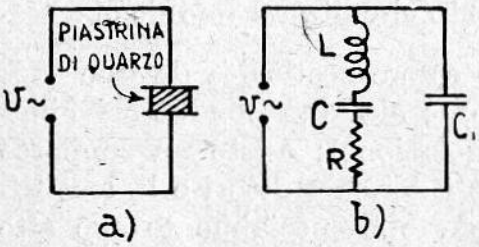


Fig. 86.

I limiti pratici delle frequenze ottenibili con oscillatori a tubi, vanno da circa 10 Hz (in tal caso le induttanze dei circuiti accordati hanno nuclei ferromagnetici) a circa 1000 megahertz ($\lambda = 0{,}33$ m; raggiungibili soltanto con l'uso di tubi speciali).

Un altro ottimo metodo, molto usato, per stabilizzare la frequenza delle oscillazioni, consiste nell'utilizzare le proprietà piezoelettriche o magnetostrittive di speciali materiali; comunemente del quarzo e del nichel. Una piastrina di quarzo, tagliata da un cristallo secondo particolari direzioni, è suscettibile di dar luogo a differenze di potenziale fra le sue faccie quando è tesa o compressa, e reciprocamente, si tende o si comprime quando si applicano differenze di potenziale tra le sue faccie; per di più, il fenomeno presenta accentuatissime, condizioni di risonanza, in corrispondenza di particolari frequenze di vibrazione meccanica o di potenziali alternativi. Analogamente si comporta un anello di nichel nei riguardi del campo magnetico, cosicchè si può stabilire una equivalenza fra una piastrina di quarzo, oppure fra un anello di nichel sul quale sia avvolto un circuito percorso da corrente variabile, ed uno speciale circuito elettrico risonante. La fig. 86 illustra

graficamente tale equivalenza nel caso del quarzo; C_1 è la capacità elettrostatica del condensatore costituito dal quarzo e dai relativi supporti, quando la piastrina non vibra. Il Q del circuito equivalente è molto elevato: dell'ordine delle migliaia.

Si comprende allora come possa stabilizzarsi una oscillazione mediante uno schema del tipo di quello sommariamente

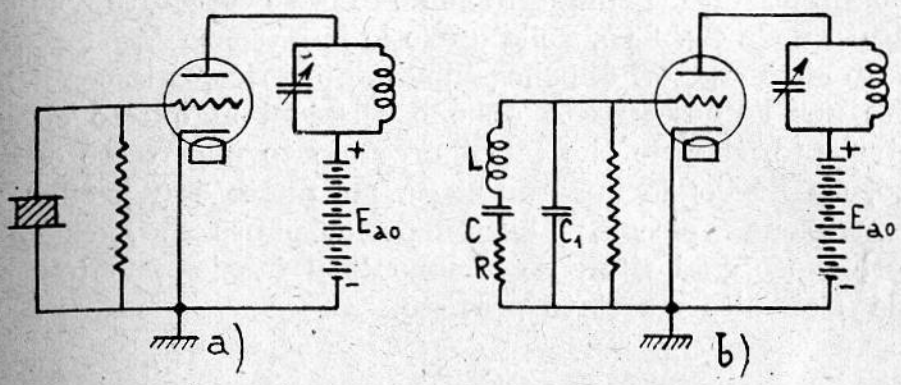


Fig. 87.

indicato nella fig. 87 *a*, elettricamente equivalente a quello della fig. 87 *b*. Il valore della frequenza (o delle frequenze) di risonanza della piastrina dipende dalle direzioni del taglio e dallo spessore.

La potenza che si può controllare con il quarzo è dell'ordine di alcuni watt; cosicchè, di solito, viene impiegato nella costruzione di oscillatori piloti. Senza particolari precauzioni, la instabilità di frequenza può essere limitata a 10 ÷ 30 milionesimi; con particolari accorgimenti (quarzo in termostato, circuiti speciali, impiego di più piastrine, e via dicendo) la si può ridurre a valori dell'ordine del decimo di milionesimo.

4. Oscillazioni parassite. — Vanno sotto questo nome tutte quelle oscillazioni « non desiderate », che possono manifestarsi nei generatori e negli amplificatori di potenza. Esse hanno tendenza a nascere soprattutto quando le potenze in gioco sono notevoli, e sono allora causa di dissipazioni supplementari, che abbassano i rendimenti; negli amplificatori, poi, sono anche causa di distorsioni.

Per renderci conto di come possano avere origine, consideriamo un caso concreto: l'amplificatore classe C, con neutrodina, indicato nella fig. 88 a. Per frequenze molto più alte di quelle per le quali l'apparato è previsto, le reattanze induttive e capacitive volontariamente introdotte assumono, rispettivamente, valori infinitamente grandi ed infinitamente piccoli, per cui il circuito si comporta come se fosse costituito nel modo indicato nella fig. 88 b, nella quale le induttanze L_1 ed L_2 sono dovute ai conduttori di collegamento. Se si ricerca la condizione limite per l'innescamento delle oscillazioni in questo circuito equivalente, si vede che tale innescamento può essere contrastato, sia inserendo una resistenza nel punto 1 (fig. 88 a), sia inserendo una piccola induttanza nel punto 2. Nessuno di questi due organi altera sensibilmente il funzionamento per il quale il circuito era stato previsto.

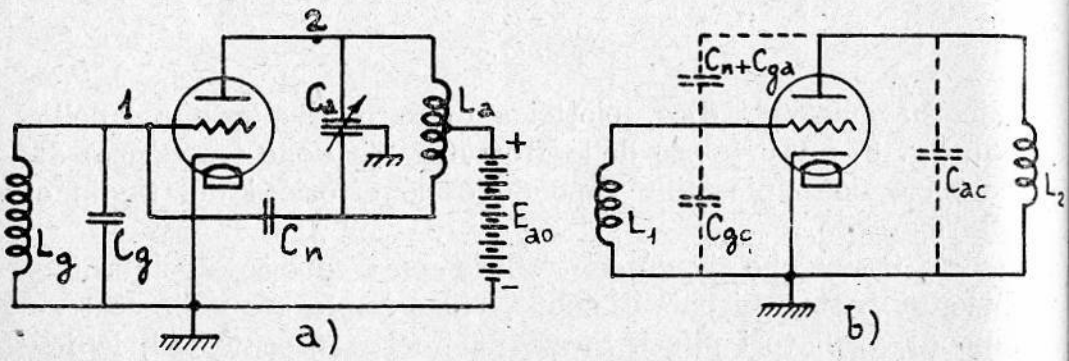


Fig. 88.

Se si opera analogamente, ad esempio, sopra uno schema controfase, che abbia una induttanza di arresto tanto sulla alimentazione anodica, quanto sulla polarizzazione fissa di griglia, si vede che possono avere origine anche oscillazioni di bassissima frequenza; il rimedio consiste allora nell'eliminare una delle predette induttanze di arresto, o nel disaccordare leggermente il circuito oscillatorio di placca rispetto a quello di griglia.

Gli esempi accennati possono moltiplicarsi a volontà: ogni circuito, una volta disegnato, deve essere studiato sotto l'aspet-

to indicato, se si desidera premunirsi contro l'eventuale insorgere di oscillazioni parassite. Come illustrazione della complessità del problema viene riferito che il primo trasmettitore da 500 kw per radioaudizioni circolari, costruito in America, dava luogo ad approssimativamente dodici varietà di oscillazioni parassite, aventi frequenze comprese fra le più basse audibili e le più alte radio. Le più difficili condizioni, sotto l'aspetto delle oscillazioni parassite, si manifestano quando si usano più tubi in parallelo: cosicchè è preferibile, sempre che si possa, usare un unico tubo di potenza adeguata, oppure due tubi in controfase.

5. Altra interpretazione della attitudine generatrice · Dinatron · Magnetron. — Abbiamo considerato il tubo generatore di oscillazioni come autoamplificatore. È facile mostrare che si può anche considerarlo come una resistenza differenziale negativa (apportatrice, anzichè dissipatrice, di energia), cioè come una sorgente di forza elettromotrice *variabile* (abbiamo detto resistenza *differenziale*), suscettibile di compensare le perdite del circuito oscillatorio (tank). Se questo è inserito fra anodo e catodo è negativa la $\frac{\partial V_a}{\partial I_a}$; se invece è inserito fra catodo e griglia, è negativa la $\frac{\partial V_g}{\partial I_g}$. Nei casi che abbiamo considerato, è il legame stabilito fra circuito anodico e circuito di griglia che rende negativa la $\frac{\partial V_a}{\partial I_a}$: quando infatti la componente variabile della V_a è negativa, quella della V_g è positiva; quando cioè la V_a decresce (e tende a far decrescere la I_a), la V_g cresce (e tende a far crescere la I_a); e la condizione per l'innescamento delle oscillazioni non fa che indicare il valor minimo della reazione occorrente per far sì che l'effetto della griglia prevalga su quello della placca: che cioè I_a cresca quando V_a cala, e viceversa: $\frac{\partial I_a}{\partial V_a} < 0$, e quindi anche $\frac{\partial V_a}{\partial I_a} < 0$.

Si intuisce allora che un tubo il quale abbia, di suo, una

caratteristica $I_a = f(V_a)$ « discendente » $\left(\frac{\partial I_a}{\partial V_a} < 0\right)$, può essere impiegato per la generazione di oscillazioni senza nessun speciale collegamento placca griglia. Tale è, ad es., il tetrodo, quando $V_a < V_s$, e si manifesta il fenomeno dell'emissione secondaria. E tale è il « dinatron »: un tetrodo studiato in modo da far sì che l'emissione secondaria, per la disposizione degli elettrodi, e per la scelta dei materiali, sia accentuata e regolare.

Un altro tubo, che presenta caratteristica discendente, è il magnetron. Si tratta di un tubo termoionico, costituito da un catodo rettilineo e da due anodi (ci riferiamo al tipo più semplice di magnetron generatore), ciascuno dei quali è la metà di una lamina cilindrica coassiale con il catodo (la separazione fra i due anodi è lungo due generatrici opposte); il controllo del flusso elettronico è effettuato mediante un campo magnetico variabile, prodotto esternamente al tubo, e diretto secondo l'asse del catodo; in circostanze opportune, nel circuito che collega i due anodi, si verifica la condizione $\frac{\partial V}{\partial I} < 0$.

Capitolo Nono.

LA MODULAZIONE.

1. Generalità. — Richiamandoci a quanto abbiamo esposto nel Cap. I, chiameremo « segnale » la corrente elettrica che traduce il fenomeno da trasmettere o da ricevere. Come abbiamo detto, la trasmissione a distanza viene effettuata « modulando », in ampiezza, in fase, od in frequenza, per mezzo del segnale stesso, una oscillazione di alta frequenza.

Ci occuperemo della modulazione in ampiezza, che è la più usata; daremo poi alcuni cenni sommari sugli altri due tipi.

Supponiamo che il segnale sia una corrente alternativa sinusoidale, di pulsazione p $\left(\text{frequenza} = \frac{p}{2\pi}\right)$. Una oscillazione

di alta frequenza (pulsazione ω) modulata da questo segnale, ha la forma:

$$i = \mathfrak{J}\,(1 + m \operatorname{sen} pt) \operatorname{sen} \omega t \tag{1}$$

la sua ampiezza, invece di esser costante ($\mathfrak{J}$), è variabile attorno al valor medio $\mathfrak{J}$, secondo la legge sinusoidale di periodo $\frac{2\pi}{p}$, fra il valore massimo $\mathfrak{J}\,(1 + m)$ ed il valore minimo $\mathfrak{J}\,(1 - m)$. Il numero m, compreso fra 0 ed 1, dicesi tasso, o percento (moltiplicato per cento), o profondità di modulazione.

Se sviluppiamo l'espressione ora scritta, troviamo:

$$\begin{aligned} (2)\ i &= \mathfrak{J}\,(1 + m \operatorname{sen} pt) \operatorname{sen} \omega t = \mathfrak{J} \operatorname{sen} \omega t + m\mathfrak{J} \operatorname{sen} pt \operatorname{sen} \omega t = \\ &= \mathfrak{J} \operatorname{sen} \omega t + \frac{m\,\mathfrak{J}}{2} \cos (\omega - p)\, t - \frac{m\,\mathfrak{J}}{2} \cos (\omega + p)\, t \end{aligned}$$

Una oscillazione alternativa sinusoidale, modulata secondo una legge sinusoidale, equivale dunque alla somma di tre oscillazioni alternative sinusoidali, aventi, rispettivamente, pulsazioni $\omega, \omega - p, \omega + p$.

Se il « segnale », anzichè essere alternativo sinusoidale, è costituito dalla somma di n oscillazioni sinusoidali aventi pulsazioni $p_1, p_2, p_3, \ldots p_n$, con $p_1 < p_2 < p_2 < \ldots < p_n$, ed ampiezze $m_1\mathfrak{J}, m_2\mathfrak{J}, m_3\mathfrak{J}, \ldots, m_n\mathfrak{J}$, l'espressione generale della oscillazione modulata è

$$\begin{aligned} (3)\ i = \mathfrak{J} \operatorname{sen} \omega t &+ \frac{m_1\,\mathfrak{J}}{2} \cos (\omega - p_1)\, t + \frac{m_2\,\mathfrak{J}}{2} \cos (\omega - p_2)\, t + \ldots \\ \ldots &+ \frac{m_n\,\mathfrak{J}}{2} \cos (\omega - p_n)\, t - \frac{m_1\,\mathfrak{J}}{2} \cos (\omega + p_1)\, t - \\ &- \frac{m_2\,\mathfrak{J}}{2} \cos (\omega + p_2)\, t - \ldots - \frac{m_n\,\mathfrak{J}}{2} \cos (\omega + p_n)\, t\,. \end{aligned}$$

Si ha cioè uno « spettro » di frequenze (pulsazioni) costituito dalla frequenza f (pulsazione ω) e da due bande laterali, non continue se il numero n delle componenti armoniche del segnale è finito, che si estendono, rispettivamente, fra $f - f_n$

ed $f - f_1$ e fra $f + f_1$ ed $f + f_n$. La banda complessiva si estende fra $f - f_n$ ed $f + f_n$; la sua ampiezza è dunque il doppio della più alta frequenza di modulazione ($f + f_n - f + f_n = 2 f_n$).

L'ampiezza della banda ($2 f_n$), come già abbiamo detto nel Cap. I, dipende dalla natura del segnale: è dell'ordine di $20 \div 30$ Hz per la telegrafia; di circa 5000 Hz per la telefonia (conversazione); di circa 10.000 Hz per la trasmissione di suoni (orchestra); dell'ordine delle centinaia di migliaia di Hz per la televisione. I numeri indicati rappresentano i minimi per una buona riproduzione in casi normali.

L'esame della (3) mostra che l'ampiezza delle oscillazione di frequenza f (pulsazione ω), detta comunemente « portante », non viene alterata dalla presenza del segnale: essa è infatti indipendente dai vari m. Il segnale influisce soltanto sulla presenza, ampiezza ed estensione delle bande laterali. L'energia messa in gioco dalla portante non muta quando la si modula; l'energia corrispondente al segnale è contenuta, per così dire, nelle bande laterali. L'energia complessiva è dunque maggiore quando esiste modulazione.

Consideriamo la (2) (modulazione armonica semplice): l'energia corrispondente alla portante è proporzionale ad $\mathfrak{J}^2$; quella corrispondente al segnale è la somma di quelle contenute nelle due bande laterali, cioè proporzionale a $\frac{m^2 \mathfrak{J}^2}{2}$. Con $m = 1$ (modulazione del 100%), l'energia corrispondente al segnale è la metà di quella della portante.

I metodi per la modulazione in ampiezza sono quanto mai numerosi; possono comunque essere raggruppati in categorie, a seconda di alcune caratteristiche comuni. Intanto si può generare a parte l'oscillazione portante, e modularla poi mentre la si amplifica, variando il rapporto di amplificazione secondo la legge con cui varia l'intensità del segnale: si hanno così gli « amplificatori modulati ». Oppure si può fare in modo che l'ampiezza della oscillazione venga modulata nello stesso organo che la genera, e si hanno allora gli « oscillatori modulati ».

Quanto poi al processo di modulazione vero e proprio, ci

si può servire di elementi di circuito aventi caratteristiche non lineari (ad es. tubi elettronici), oppure di elementi di circuito la cui impedenza è funzione del segnale.

Descriveremo alcuni dei più comuni modulatori.

2. Amplificatori di classe C con modulazione anodica. — Si tratta (fig. 89) di un ordinario amplificatore classe C per alte frequenze (per semplicità abbiamo omesso il disposi-

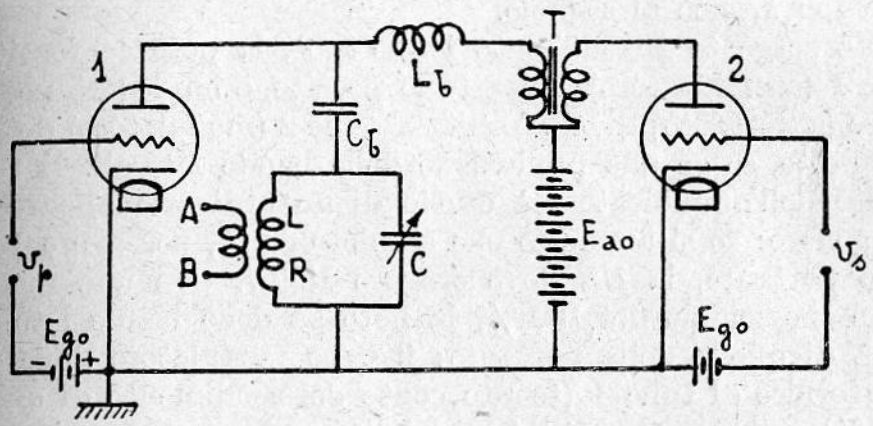


Fig. 89.

tivo di neutralizzazione), nel quale il segnale, amplificato dal tubo 2 (in classe A, AB o B), è sovrapposto alla alimentazione anodica; v_p è l'oscillazione portante; v_s il segnale; LC il circuito accordato sulla pulsazione ω; C_b una capacità per il blocco delle componenti continue; L_b una induttanza di blocco per le alte frequenze (ma non per le frequenze di modulazione); T il trasformatore di accoppiamento (può esser sostituito con un autotrasformatore, o con una semplice induttanza di accoppiamento); i morsetti AB sono quelli di uscita dell'oscillazione modulata.

In assenza del segnale, l'apparecchio, opportunamente regolato, funziona come un ordinario amplificatore classe C. Quando esiste il segnale la tensione anodica media V_{a10} del tubo 1 varia in funzione di esso; se V_{a10} cresce, aumenta il

valor minimo della tensione anodica, e con esso in valore di cresta della I_a ($I_{a\,max}$) e l'angolo di circolazione θ: quindi anche la potenza P_u erogata al circuito LC (vedi Cap. VII); se V_{a10} diminuisce, decresce il valor minimo della tensione anodica, e con esso il valore di cresta della I_a ($I_{a\,max}$) e l'angolo di circolazione θ: quindi anche la potenza P_u erogata al circuito LC. Con opportune regolazioni, si può ottenere che la componente alternativa della corrente anodica e la tensione di uscita siano quasi esattamente proporzionali alla tensione anodica media del tubo 1, cioè al segnale.

La sorgente E_{ao} alimenta i due tubi; la potenza fornita al tubo 1 (amplificatore), detratte le perdite, è impiegata per produrre la portante; quella fornita al tubo 2 (modulatore) detratte le perdite, serve alla produzione delle bande laterali. Il rendimento dell'amplificatore è quello di un ordinario apparecchio del genere: se si ammette che sia del 66,7%, per avere 10 kw nella portante, la E_{ao} deve erogare 15 kw. Con una modulazione sinusoidale del 100 %, la potenza delle bande laterali è metà di quella della portante: il tubo modulatore deve dunque fornire al tubo 1 (tenuto conto del rendimento di questo: 66,7%) una potenza di 7,5 kw, della quale un terzo viene dissipato e due terzi compaiono nelle bande laterali della oscillazione di uscita. Il rendimento del modulatore è quello che compete al suo modo di operare (classe A, AB o B); se si assume il valore del 50%, il tubo 2 deve dissipare 7,5 kw, cioè la stessa potenza che deve dissipare il tubo 1 (5 kw per la portante, 2,5 kw per le bande laterali).

Da quanto abbiamo detto risulta che la modulazione è resa possibile dal fatto che il tubo amplificatore 1 funziona in classe C; se funzionasse in classe A, l'ampiezza della componente oscillatoria della corrente anodica non varierebbe apprezzabilmente al variare del valor medio della tensione anodica: l'effetto modulante è dunque dovuto alla « non linearità », del tratto di circuito costituito dal tubo 1.

In assenza del segnale, il valore istantaneo della tensione anodica del tubo 1 oscilla, all'incirca, fra 0 e $2\,E_{ao}$; con modulazione del 100%, quando le oscillazioni hanno ampiezza

massima, tale valore oscilla invece, all'incirca, fra 0 e $4\,E_{ao}$. Di questo fatto, e della maggior dissipazione in presenza del segnale, bisogna tener conto nel progetto dell'apparato.

È evidente che non è possibile effettuare la modulazione anodica mediante tetrodi e pentodi, dato che la corrente di placca di questi tubi è pressochè indipendente dalla corrispondente tensione; è tuttavia possibile adottare, con piena soddisfazione, uno schema come quello rappresentato nella fig. 90, ove l'azione modulatrice (segnale v_s, amplificato quanto occorre) si esercita simultaneamente sulla placca e sullo schermo del tubo amplificatore. È necessario, come ben si capisce, che la capacità C_1 non sia tanto grande da costituire una reattanza troppo piccola per le frequenze di modulazione.

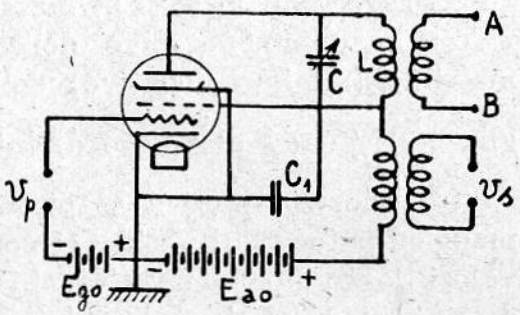


Fig. 90.

3. Amplificatore di classe C, con modulazione sulla griglia. — Lo schema di principio per questo tipo di modulazione è rappresentato nella fig. 91. Tanto la oscillazione portante, quanto il segnale, agiscono, in serie, nel circuito di griglia; il segnale varia il valore della polarizzazione, e modifica, di conseguenza, il valor massimo della tensione di griglia, e con esso il valore di cresta della corrente anodica ($I_{a\,max}$) e quello dell'angolo di circolazione θ; modifica, cioè, il valore della potenza P_u somministrata al circuito di carico.

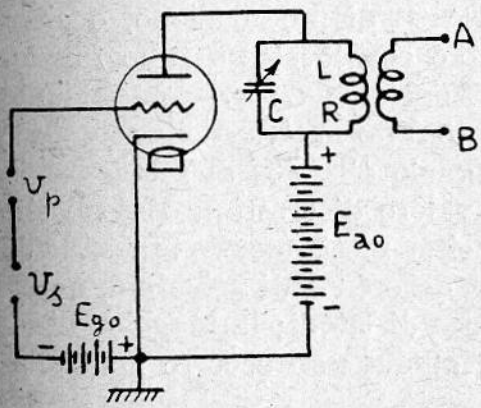


Fig. 91.

Per una buona regolazione, è necessario che al valore di cresta della modulazione il tubo funzioni ancora in classe C

$(\theta < \frac{\pi}{2})$, con valore istantaneo massimo della tensione di griglia nullo e con impedenza equivalente del circuito anodico tale che il corrispondente valor minimo della tensione di placca sia pressochè nullo. La modulazione del 100% si raggiunge allora regolando le cose in maniera che, in corrispondenza del valore massimo negativo della tensione di modulazione, il massimo (minimo negativo) della tensione istantanea di griglia corrisponda al valore di interdizione $\left(V_g + \frac{V_a}{\mu} \cong 0\right)$.

Quando, sia pure a scapito della qualità, si desidera una maggior potenza di uscita, si permette alla griglia di assumere valori leggermente positivi; bisogna, allora, che le sorgenti di v_s e di v_p abbiano la minima possibile impedenza interna.

La potenza portante ottenibile con questo tipo di modulazione è circa un quarto di quella che lo stesso tubo può fornire come semplice amplificatore classe C: la potenza massima che il tubo può fornire, si ottiene infatti qui soltanto in corrispondenza del valore di cresta della modulazione; e poichè con una modulazione del 100% la tensione di cresta è doppia di quella media (portante), la potenza ne risulta quattro volte maggiore.

Il rendimento anodico, in assenza di modulazione, è circa la metà di quello che si può avere con lo stesso tubo funzionante come semplice amplificatore classe C: poichè abbiamo detto, infatti, che la componente alternativa della tensione anodica deve essere all'incirca uguale alla E_{ao} al momento in cui la modulazione raggiunge il valore di cresta, ne viene che tale ampiezza assume valore all'incirca metà quando manca la v_s.

È chiaro che non vi è nessuna differenza di principio, quando si usino tetrodi e pentodi invece di triodi; la maggior differenza di carattere pratico è che, allora, non occorre neutralizzazione.

4. Amplificatore di classe C con modulazione sul soppressore. — Impiegando un pentodo in classe C, si può applicare la modulazione al soppressore, come è mostrato

nella fig. 92. Questo dispositivo utilizza una particolare proprietà del pentodo: che, quando si faccia variare la tensione del soppressore, nel campo dei valori negativi, il valore della tensione anodica, al quale corrisponde il sorgere della corrente anodica, è legato pressochè linearmente alla tensione del soppressore. Se l'impedenza introdotta in serie con la placca dal circuito a risonanza di tensione LC, accordato sulla pulsazione ω della portante, è molto elevata, se cioè correnti anodiche alternative (di pulsazione prossima ad ω), anche relativamente deboli, dànno luogo a tensioni alternative di ampiezza relativamente grande, il valor minimo della tensione anodica sarà sempre di poco superiore a quello che determina il nascere della corrente anodica. Cosicchè l'ampiezza della componente alternativa della tensione anodica risulta legata, pressochè linearmente, al valore della tensione dello schermo.

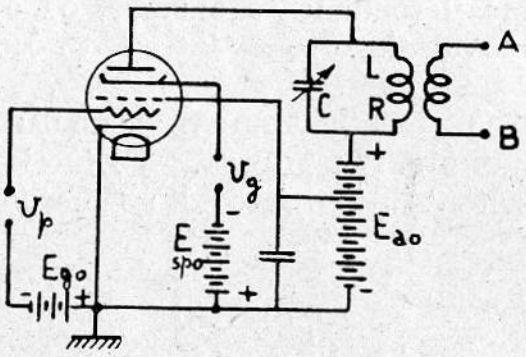


Fig. 92.

Il procedimento è concettualmente anologo a quello della modulazione sulla griglia; la differenza è che v_s ed v_p sono applicate a due griglie diverse invece che allo stesso elettrodo. La massima potenza ottenibile dal tubo è, come nel caso precedente, un quarto di quella ottenibile quando lo si faccia funzionare come semplice amplificatore classe C; il rendimento è leggermente inferiore a quello della modulazione sulla griglia, perchè intervengono anche perdite nel soppressore; la linearità della modulazione è meno rispettata.

5. Amplificatore classe A con modulazione sulla griglia. — Lo schema di principio è quello stesso della fig. 91. Il tubo funziona in classe A, ma in una zona nella quale la caratteristica dinamica è curvilinea, cioè la pendenza dinamica S_{ad} non costante. Quando, per effetto del segnale v_s, varia

la polarizzazione, varia la S_{ad}, e quindi, a pari v_p, risulta modificata l'ampiezza della oscillazione anodica di pulsazione ω; se la S_{ad} è funzione lineare della tensione di griglia, se cioè $\frac{\partial S_{ad}}{\partial V_g}$ è costante, la modulazione è lineare.

Questo tipo di modulazione è consigliabile quando occorrano soltanto piccole potenze e non sia necessario un elevato percento di modulazione: l'apparato è facilmente regolabile, ma il rendimento è basso, ed è difficile spingere il grado di modulazione senza introdurre eccessive distorsioni.

6. Generatore di oscillazioni classe C, con modulazione sulla placca. — Differisce dall'amplificatore modulato soltanto per il fatto di generare esso stesso la oscillazione por-

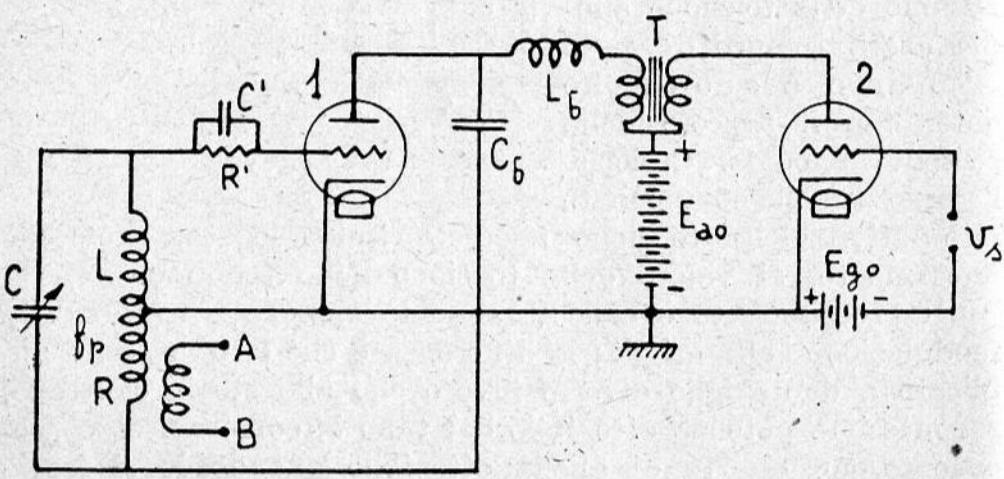


Fig. 93.

tante (fig. 93). Come abbiamo visto nel Cap. VIII, in un generatore classe C ben regolato, l'ampiezza della componente alternativa v_a della tensione anodica è di poco inferiore al valor medio V_{ao} della tensione anodica stessa; se quindi questo valor medio è fatto variare ad immagine del segnale, varia nello stesso modo la v_a. Per una buona regolazione è opportuno che il Q del circuito oscillatorio non sia troppo elevato, e che la capacità C' del complesso polarizzatore non sia troppo grande:

occorre che, se con f_n si indica la più alta frequenza di modulazione, $\frac{1}{2\pi f_n C'}$ sia circa 10 volte più grande di R'. In sostanza bisogna che la costante di tempo $R'C'$ del complesso polarizzatore non sia troppo elevata, affinchè le variazioni di ampiezza della corrente oscillatoria siano « prontamente » tradotte in variazioni del potenziale medio della griglia.

La modulazione, effettuata con questo sistema, è abbastanza lineare, e il metodo in sè risulta comodo e pratico. Tuttavia, per effetto del basso Q e delle variazioni del potenziale anodico, la frequenza della portante non risulta stabile; e questo costituisce un grave inconveniente, che ne limita l'applicabilità.

7. Modulazione mediante impedenza variabile. — Una impedenza disposta (in serie od in parallelo) nel circuito dell'amplificatore della portante, il cui valore vari linearmente col segnale, provoca evidentemente la modulazione di ampiezza. Appartengono a questo tipo i primi modulatori: ad esempio quello che consisteva in un microfono incluso (direttamente o indirettamente) nel circuito di antenna del trasmettitore. In generale, non dànno risultati soddisfacenti, e sono poco usati.

8. Soppressione della portante e di una delle bande laterali. — Abbiamo visto, nel § 1, che l'energia contenuta in una oscillazione modulata è suddivisa fra la portante (la parte maggiore) e le bande laterali; e che l'ampiezza totale della banda di frequenze che corrisponde alla oscillazione modulata è il doppio della più alta frequenza di modulazione.

Quando si voglia ridurre la quantità di energia in viaggio si può bloccare quella corrispondente alla portante, *che non contribuisce all'intelligenza del segnale*; quando si voglia ridurre l'ampiezza della banda trasmessa, si può bloccare una delle due bande laterali.

La soppressione, all'uscita, della portante, può essere effettuata mediante lo schema rappresentato nella fig. 94. La oscillazione portante è applicata alle griglie dei due tubi *in fase;*

il segnale è applicato alle griglie dei due tubi *in controfase*. Se supponiamo una modulazione alternativa sinusoidale, di pulsazione p, le tensioni applicate alle due griglie sono dunque, rispettivamente:

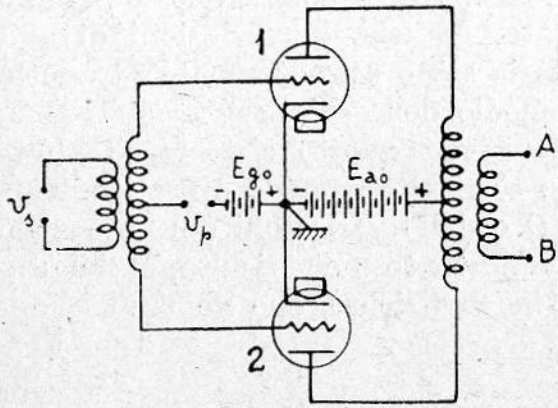


Fig. 94.

$$v_{g1} = \mathcal{V}\,(1 + m \operatorname{sen} pt) \operatorname{sen} \omega t = \mathcal{V} \operatorname{sen} \omega t + \frac{m\mathcal{V}}{2} \cos (\omega - p)t - \frac{m\mathcal{V}}{2} \cos (\omega + p)t$$

$$v_{g2} = \mathcal{V}\,(1 - m \operatorname{sen} pt) \operatorname{sen} \omega t = \mathcal{V} \operatorname{sen} \omega t - \frac{m\mathcal{V}}{2} \cos (\omega - p)t + \frac{m\mathcal{V}}{2} \cos (\omega + p)t$$

All'uscita, dunque, l'oscillazione ω risulta soppressa e quelle $\omega - p$ ed $\omega + p$ amplificate.

Per sopprimere una delle due bande laterali si può far uso di un filtro passa-banda (Cap. III).

All'arrivo, per ripristinare l'oscillazione modulata iniziale, bisogna combinare le oscillazioni che giungono con una oscillazione locale, di pulsazione ω. Anche se una delle bande non è stata trasmessa, la riproduzione è pur sempre qualitativamente abbastanza fedele. Se infatti l'oscillazione in arrivo è

$$\mathcal{V} \cos (\omega - p)t = \mathcal{V} \cos \omega t \cos pt + \mathcal{V} \operatorname{sen} \omega t \operatorname{sen} pt,$$

combinandola con una oscillazione locale $kV \operatorname{sen} \omega t$, si ottiene una oscillazione risultante

$$k\mathcal{V}\left(1 + \frac{\mathcal{V}}{k} \operatorname{sen} pt)\right) \operatorname{sen} \omega t + \mathcal{V} \cos \omega t \cos pt$$

Il primo addendo rappresenta un vettore, di ampiezza variabile fra $(k + 1)\,\mathcal{V}$ e $(k - 1)\mathcal{V}$, che ruota con velocità angolare ω; il secondo addendo rappresenta un vettore, di ampiezza variabile fra $+\,\mathcal{V}$ e $-\,\mathcal{V}$, che ruota pure con velocità ango-

lare ω, sfasato di 90° in anticipo rispetto al primo. Se k è abbastanza grande, il secondo vettore può essere trascurato rispetto al primo, e l'oscillazione risultante è, praticamente, una oscillazione di pulsazione ω, modulata con pulsazione p e con basso percento di modulazione.

La pratica mostra che è più facile la condotta di un sistema con soppressione della portante e di una banda laterale di quello con soppressione della sola portante: le condizioni relative alla esattezza della frequenza e della fase della oscillazione locale all'arrivo vi sono meno critiche. Viene adottato nelle trasmissioni ad alta frequenza su linee, poichè in tal caso interessa ridurre il quantitativo di energia che le percorre.

9. Modulazione di frequenza e di fase. — La forma di una oscillazione modulata armonicamente in frequenza è del tipo:

$$i = \mathfrak{J} \operatorname{sen} (\omega t + \varphi + m_f \operatorname{sen} pt)$$

dove ω è la pulsazione della portante, φ un angolo di fase arbitrario fisso, p la pulsazione della modulante, ed m_f, chiamato indice di modulazione, è un angolo la cui misura (in radianti) è data dal rapporto fra lo scarto massimo dalla frequenza portante e la frequenza di modulazione.

Si giunge a questa formula osservando che il valore istantaneo, al tempo t, di una corrente alternativa sinusoidale, è esprimibile nella forma:

$$i = \mathfrak{J} \operatorname{sen} \Phi$$

ove si ponga

$$\Phi = \varphi + \int_0^t \Omega \, dt$$

nella quale φ è la fase della i al tempo zero, e Ω è la velocità angolare del vettore rotante di ampiezza I, la cui proiezione sull'asse fisso complanare di riferimento determina il valore istantaneo i.

Se Ω non è costante, ma varia secondo la legge:

$$\Omega = \omega (1 + k \cos pt)$$

con $\omega = 2\pi f$ costante, e k $(0 < k < 1)$ e p pure costanti, il valore di Φ risulta essere:

$$\Phi = \varphi + \omega t + \frac{k\,\omega}{p} \operatorname{sen} pt$$

dalla quale, ponendo $m_f = \dfrac{k\,\omega}{p}$, si ottiene la già data espressione di i.

Se, ad esempio, la frequenza portante $\left(\dfrac{2\,\pi}{\omega}\right)$ e 10^6, e la si fa variare, 500 volte al secondo, fra $10^6 + 20$ e $10^6 - 20$, è $p = 2\,\pi\,.\,500$ ed $m = \dfrac{20}{500}$. Si dimostra che l'energia corrispondente al segnale è proporzionale allo scarto massimo di frequenza; se, cioè, a parità di altre condizioni, la frequenza della portante fosse fatta variare fra $10^6 + 40$ e $10^6 - 40$, l'energia utile trasmessa sarebbe doppia di quella corrispondente al caso prima considerato.

Lo sviluppo in serie (mediante le funzioni di Bessel) della oscillazione modulata, mostra che lo spettro che le corrisponde comprende teoricamente un numero infinito di pulsazioni: ω, $\omega + p$, $\omega - p$, $\omega + 2p$, $\omega - 2p$, $\omega + 3p$, $\omega - 3p$, $\omega + 4p$, $\omega - 4p$, ... In pratica, le frequenze che corrispondono ad oscillazioni di ampiezza apprezzabile sono in numero finito e, relativamente, limitato: tuttavia lo spettro di questo tipo di modulazione è sempre più ampio di quello della modulazione in ampiezza.

Oscillazioni modulate in frequenza possono essere facilmente prodotte, ad esempio variando la capacità del circuito oscillatorio; per trasmettere voci o suoni, il metodo più semplice consiste nell'uso di un piccolo condensatore ausiliario (in parallelo con quello principale), avente una delle armature costituita dalla membrana vibrante di un microfono a capacità.

La ricezione può essere effettuata disaccordando leggermente il circuito oscillatorio del ricevitore, in modo che, al

variare della frequenza, la corrente di circolazione vari all'incirca proporzionalmente ad essa.

La forma di una oscillazione modulata armonicamente in fase è del tipo:

$$i = I \text{ sen } (\omega t + \varphi + m_\varphi \text{ sen } pt)$$

dove ω è la pulsazione della portante, φ è un angolo di fase arbitrario fisso, ed m_φ è l'angolo (in radianti) del quale, con legge sinusoidale, e con frequenza $p/2\pi$, viene fatto variare φ. Anche con questo tipo di modulazione, lo spettro risultante contiene dunque un numero teoricamente infinito di frequenze.

Capitolo Decimo.

LA RIVELAZIONE.

1. Generalità. — Come abbiamo detto nel Cap. I, questo procedimento consiste nel separare, in una oscillazione modulata, la oscillazione modulatrice, cioè « il segnale », dalla oscillazione portante. Ci occuperemo soltanto di oscillazioni modulate in ampiezza.

Il problema viene invariabilmente risolto mediante l'uso di tratti di circuito, nei quali il legame fra tensione e corrente non sia lineare; nei primi tempi della radiotecnica sono stati impiegati, prevalentemente, contatti imperfetti (coherer, metallo-carborundum, metallo-galena, e via dicendo); oggi si adoperano, pressochè esclusivamente, tubi elettronici.

Un rivelatore ideale riproduce esattamente all'uscita la corrente (o tensione) modulatrice; quando ciò non accade, vengono introdotte distorsioni, che possono consistere, come per gli amplificatori, in distorsioni di ampiezza, di frequenza e di fase.

Una delle classificazioni più usata per i rivelatori è quella che li raggruppa in « lineari » e « quadratici » a seconda che la tensione (o corrente) all'uscita è proporzionale alla prima o alla seconda potenza dell'ampiezza della oscillazione modulata

che vi si applica. I rivelatori di segnali relativamente forti (ampiezza della oscillazione portante dell'ordine di alcuni volt) sono, in generale, del primo tipo; quelli di segnali deboli, del secondo tipo.

2. Rivelazione mediante diodi. — Lo spazio catodo-anodo di un diodo costituisce un esempio tipico di tratto di circuito avente caratteristica non lineare: come infatti sappiamo, la corrente anodica I_a è nulla quando la tensione anodica V_a è minore di zero; ed è espressa dalla legge

$$I_a = kV_a^{3/2}$$

quando $V_a \geqq 0$. In altri termini, la resistenza interna R_d, ha valore infinitamente grande quando $V_a \leqq 0$, e valore finito, funzione di V_a, quando $V_a > 0$. Come già abbiamo avuto occasione di dire (Cap. IV), il diodo è il primo tubo elettronico inventato per scopi radiotecnici; appunto per la rivelazione.

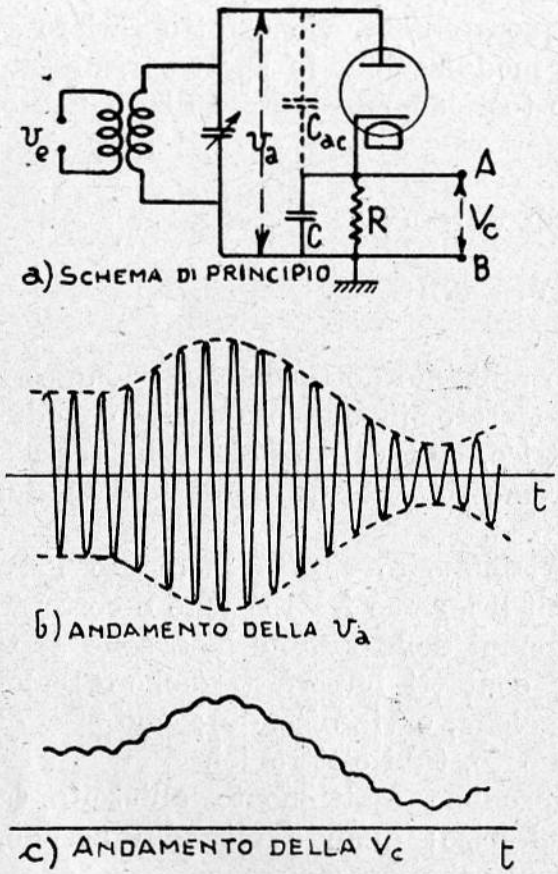


Fig. 95

Lo schema di principio, ed il funzionamento di un rivelatore a diodo, quando l'ampiezza media della oscillazione sia abbastanza grande, sono indicati nella fig. 95.

Al primo guizzo positivo della tensione di entrata, che supporremo alternativa sinusoidale ($v_e = \mathcal{V}_e \operatorname{sen} \omega t$), l'anodo assume

un potenziale superiore a quello del catodo, e provoca il fluire di un impulso di corrente anodica, che immagineremo sufficiente per caricare completamente il condensatore C. Se, come normalmente avviene, la resistenza interna R_a del diodo, quando vi passa corrente, è molto piccola di fronte alla resistenza esterna R, la tensione (massima) che si localizza fra le armature del condensatore C (carico), è di poco inferiore a quella massima della placca (ricordiamo che la tensione alle armature di un condensatore C, inserito in un circuito percorso da corrente i, è data, al tempo t, da $v_c = \frac{1}{C}\int_0^t idt$).

Fra due guizzi positivi della tensione anodica, il condensatore si scarica sulla resistenza R: più o meno rapidamente a seconda che sia più o meno grande il valore di essa resistenza; e continua a scaricarsi fino al momento in cui la tensione applicata, nuovamente crescente, eguaglia la tensione decrescente ai suoi morsetti, e provoca il reintegro della carica perduta. La tensione V_c alle armature del condensatore non segue cioè l'andamento della tensione applicata v_e, ma si avvicina a quello del valore di cresta della tensione stessa, così come è indicato nella fig. 95 c, e, in particolare, nella fig. 96.

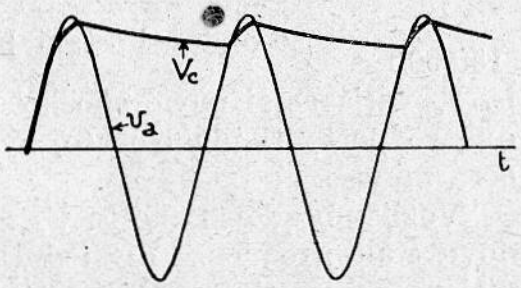


Fig. 96.

La tensione alle armature del condensatore segue dunque, all'incirca, l'andamento della oscillazione modulante; è cioè la tensione che desideravamo ricavare: quella corrispondente al «segnale». Sembrerebbe che la corrispondenza fra V_c ed il segnale dovesse essere tanto più esatta quanto maggiori sono i valori di C e di R, chè allora sono tanto più piccole le variazioni di V_c, dovute alla scarica di C su R, fra due guizzi successivi della V_a. Ma bisogna tener presente che l'ampiezza

della oscillazione modulata varia, e che la tensione V_c deve « seguire » anche le più rapide variazioni che si desidera riprodurre; condizione che è in contrasto con la precedente, e conduce alla conclusione che il prodotto RC non deve essere troppo grande.

Chiariremo la cosa con un esempio.

Supponiamo di avere una oscillazione modulata armonicamente al 100%, con frequenza di modulazione F. Il prodotto RC, chiamato costante di tempo, misura, in secondi, il tempo necessario affinchè la tensione del condensatore di capacità C, che si scarica sulla resistenza R, passi dal valore V al valore $\frac{V}{e}$ (e, base dei logaritmi naturali; $e = 2{,}72$ circa); ad esempio, con $C = 100\ \mu\mu F$ e $R = 1 M\Omega$, la costante di tempo è un decimillesimo di secondo. Se la frequenza della portante è 150.000 Hz, due massimi dello stesso segno si succedono ad $\frac{1}{150.000}$ di secondo: in tale brevissimo intervallo di tempo la V_c varia assai meno che nel rapporto da e ad 1. Con frequenze portanti più elevate, la variazione di V_c sarebbe ancora minore.

Vogliamo adesso che la V_c segua le variazioni di ampiezza dovute alla frequenza di modulazione F. Si dimostra che condizione necessaria e sufficiente affinchè (con una modulazione del 100%) ciò avvenga, è che sia $RC \leq \frac{1}{2\pi F}$; con una modulazione minore del 100%, RC potrebbe essere maggiore di tale valore limite. Con i valori scelti per C e per R, si trova che F non può superare 1600 Hz.

Nella pratica della radiodiffusione, dove 5000 si assume come valore della più elevata frequenza di modulazione da riprodurre, tenendo conto che il tasso di modulazione per tale frequenza non è mai del 100%, si usa, di solito, scegliere:

$$C = 100\ \mu\mu F;\ R = 0{,}5\ M\Omega.$$

Il rapporto η fra la tensione V_c ai capi del condensatore, e l'ampiezza della tensione modulata che vi corrisponde, si

chiama «rendimento di rivelazione»; il suo valore dipende da quello del rapporto fra la resistenza esterna R e la resistenza interna del diodo, R_d. Per $\frac{R}{R_d} = 1000, \eta \cong 0{,}98$; per $\frac{R}{R_d} = 100$, $\eta \cong 0{,}90$; per $\frac{R}{R_d} = 10$, $\eta \cong 0{,}65$. In pratica, $\frac{R}{R_d}$ è dell'ordine da 20 a 100; ed il rendimento è dell'ordine del 75 ÷ 90%.

Se la caratteristica del diodo, anzichè una parabola di ordine 3/2, fosse una retta, la rivelazione sarebbe lineare; così come stanno le cose, essa introduce invece distorsioni. Queste sono relativamente grandi quando l'ampiezza media della oscillazione modulata è piccola, perchè allora viene interessata soltanto la parte più curvata della caratteristica; sono invece relativamente piccole quando l'ampiezza media della oscillazione modulata è grande, perchè allora viene interessata anche la parte di caratteristica che è praticamente rettilinea. Per tale motivo questo tipo di rivelazione è indicato per ampiezze grandi della portante (dell'ordine di almeno 10 volt).

Come abbiamo visto, la tensione ai capi del condensatore C, pur seguendo dappresso l'andamento della tensione di cresta della oscillazione modulata, contiene componenti di alta frequenza (frequenza f della portante e suoi multipli) dovute alle periodiche scariche parziali e ricariche del condensatore stesso; affinchè tali componenti non compaiano nella tensione di uscita, si usa inserire fra il rivelatore e l'utente (di solito un amplificatore) un circuito filtrante passa basso, del tipo rappresentato nelle figg. 97 *a*, 97 *b* e 97 *c*.

Nella fig. 97 *a* C_2 è normalmente uguale a C_1; R_2 più grande di R_1; il complesso rivelatore RC risulta costituito dalla resistenza $R = R_1 + R_2$ e dalla capacità C avente un valore compreso fra C_1 e $C_1 + C_2$; la tensione di uscita, rispetto a quella che si avrebbe senza filtro, risulta moltiplicata per il fattore $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$; E, E' sono i morsetti di entrata (oscillazione modulata); U, U' sono i morsetti di uscita (oscillazione rivelata = segnale).

Nella fig. 97 *b*, il dispositivo R_3C_3 elimina la componente continua dal segnale in uscita. Nella fig. 97 *c*, il segnale di uscita (privo della componente continua, e regolabile) è preso fra i morsetti UU'; fra U ed U'' (cioè fra U'' e terra) si localizza invece una parte della componente continua del segnale rivelato, che può servire per la regolazione automatica della

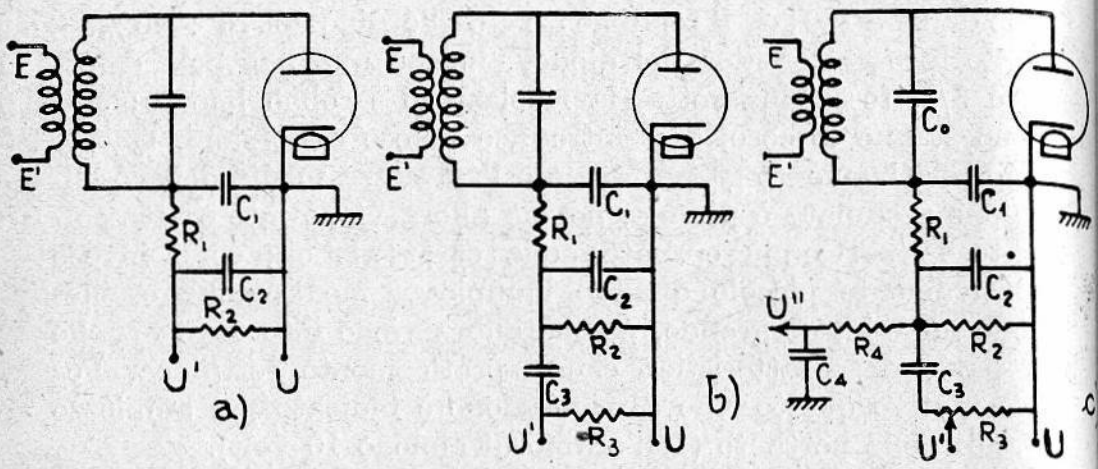


Fig. 97.

amplificazione (vedi § 8, Cap. VI). A titolo di orientamento, si indicano i valori normalmente assegnati ai vari elementi del circuito 97 *c*, in un ordinario ricevitore per radiodiffusione: $C_1 = C_2 = 100\ \mu\mu F$; $R_1 = 110.000\ \Omega$; $R_2 = 200.000\ \Omega$; $R_3 = 1\ M\Omega$; $C_3 = 0{,}01\ \mu F$; $R_4 = 0{,}5\ M\Omega$; $C_4 = 0{,}1\ \mu F$. È buona pratica fare $C_o = C_1 = 100\ \mu\mu F$.

I diodi per la rivelazione debbono avere una resistenza interna piccola; spesso, nella pratica, sono incorporati in tubi misti (diodo-triodo, diodo-pentodo, doppio-diodo, duo-diodo-triodo, e simili).

Questo metodo di rivelazione è quello maggiormente diffuso, in quanto presenta i vantaggi di permettere la rivelazione di oscillazioni molto ampie, è il più fedele, e produce variazioni della tensione raddrizzata aventi il segno necessario per comandare il controllo automatico di volume; presenta l'inconveniente di assorbire potenza dal circuito di entrata, ma, ciò

nonostante, quando è attuato con tubi misti (diodo-triodo, diodo-pentodo, e simili), la sensibilità complessiva non è inferiore a quella ottenibile con qualsiasi altro metodo.

3. Rivelazione anodica, mediante tubi elettronici a più di due elettrodi. — Supponiamo di avere un triodo, le cui caratteristiche statiche abbiano l'andamento « stilizzato » della fig. 74 *b* (vedi Cap. VII, § 3); alimentiamolo con una tensione anodica costante V_{ao} (nessuna impedenza nel circuito esterno di placca) ed eccitiamolo con una tensione oscillatoria modulata armonicamente, $v_g = \mathcal{V}_g (1 + m \operatorname{sen} pt) \operatorname{sen} \omega t$, scegliendo come tensione di polarizzazione V_{go} quella in corrispondenza della quale la corrente anodica si annulla $\left(V_{go} = -\frac{V_{ao}}{\mu}\right)$. La corrente anodica I_a è costituita da una successione di guizzi sinusoidali (mezze sinusoidi) intervallati di mezzo periodo $\left(\frac{\pi}{\omega}\right)$; il valore di cresta di tale corrente anodica è dato da $S_a \left[\mathcal{V}_g (1 + m \operatorname{sen} pt) + \frac{V_{ao}}{\mu}\right]$; il valor medio da $\frac{1}{\pi}$ del valore di cresta (il valor medio di una semisinusoide è $\frac{2}{\pi}$ del valor massimo; dato che le semisinusoidi sono qui intervallate di mezzo periodo, il valor medio risulta dimezzato). Questo valor medio della I_a è cioè somma di una componente continua $I_{ao} = \frac{1}{\pi} S_a \left(\mathcal{V}_g + \frac{V_{ao}}{\mu}\right)$, e di una componente variabile i_p, espressa da:

$$i_p = \frac{1}{\pi} S_a \mathcal{V}_g m \operatorname{sen} pt$$

Se ora immaginiamo di inserire nel circuito anodico una impedenza, che abbia valore z_p per le componenti oscillatorie di pulsazione p, e valore trascurabile per tutte le altre componenti: ad es. un circuito a risonanza di tensione accordato nella pulsazione p, la tensione anodica non si mantiene costante ed eguale a V_{ao}, ma risulta uguale a $V_{ao} - z_p i_p$.

Possiamo perciò scrivere la relazione

$$I_{medio} = \frac{1}{\pi} S_a \left[\mathcal{V}_g (1 + m \operatorname{sen} pt) + \frac{V_{ao} - z_p i_p}{\mu} \right]$$

e, tenendo conto delle sole componenti variabili:

$$i_p = \frac{1}{\pi} S_a \left(\mathcal{V}_g m \operatorname{sen} pt - \frac{z_p i_p}{\mu} \right)$$

dalla quale si ricava:

$$i_p = \frac{1}{\pi} \frac{S_a m \mathcal{V}_g}{1 + \frac{z_p}{R_a}} \operatorname{sen} pt = \frac{1}{\pi} \frac{\mu m \mathcal{V}_g}{R_a + z_p} \operatorname{sen} pt$$

Ai capi della impedenza anodica si localizza dunque una tensione

$$v_p = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\mu z_p m \mathcal{V}_g}{R_a + z_p} \operatorname{sen} pt$$

immagine del segnale che vogliamo rivelare.

Analogamente a come si è fatto per gli amplificatori classe A, lo studio di questo metodo di rivelazione può essere effettuato per mezzo dello schema equivalente rappresentato nella fig. 98.

Dato che le caratteristiche reali non sono rettilinee, e tanto meno « stilizzate », la rivelazione non è mai esattamente lineare: vengono cioè introdotte distorsioni. È facile mostrare che queste distorsioni sono tanto meno accentuate quanto più grande è l'ampiezza della portante, e quanto più piccolo è il valore di m. Poichè la tensione di interdizione (tensione di griglia alla quale la corrente anodica si annulla), nel caso delle caratteristiche reali, è più elevata (in valore assoluto) di quella che corrisponde alle caratteristiche stilizzate, la ampiezza della tensione da inserire nel circuito equivalente, anzichè $\mu m \mathcal{V}_g$ è $\eta \mu m \mathcal{V}_g$, essendo η il già definito rendimento di rivelazione (vedi § 2).

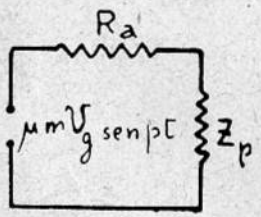


Fig. 98.

Nelle figg. 99 *a* e 99 *b* sono indicati due schemi di uso comune. La polarizzazione di griglia è normalmente ottenuta per mezzo di resistenza inserita nel circuito del catodo, calcolata per il previsto valore della oscillazione portante; è opportuno, per evitare distorsioni supplementari, che la tensione di griglia

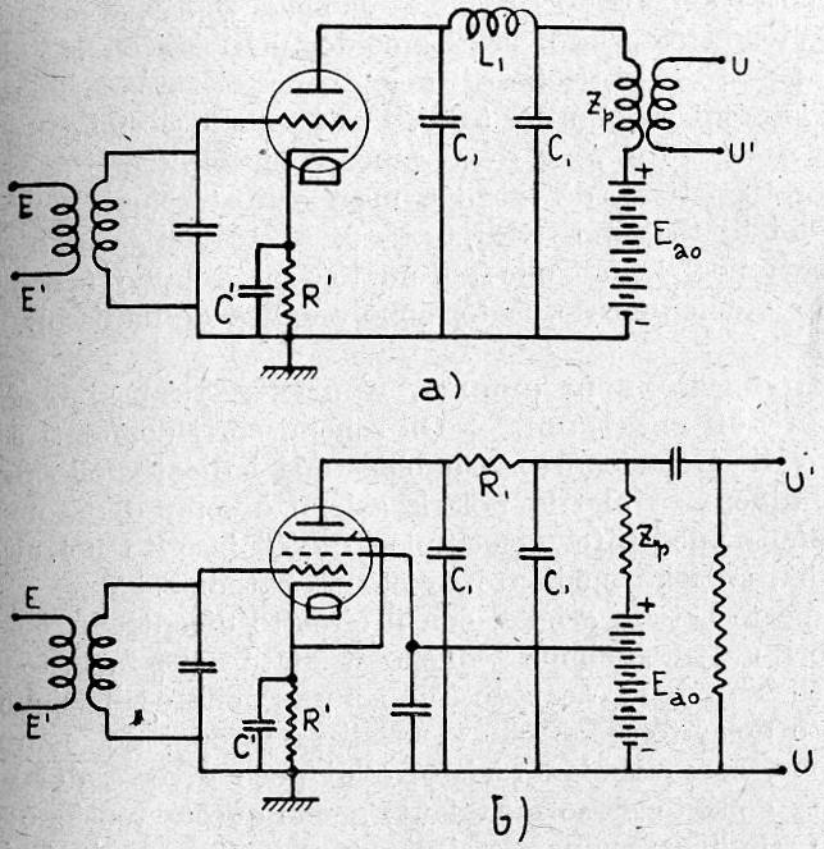


Fig. 99.

non divenga mai positiva. Il filtro $L_1C_1L_1$ nella fig. 99 *a*, e quello $R_1C_1C_1$ della fig. 99 *b*, ambedue « passa basso », hanno la funzione di escludere l'alta frequenza dalla impedenza di carico z_p. Come impedenze di carico non si possono usare circuiti a risonanza di tensione altro che nel caso, raro in pratica, in cui la frequenza di modulazione sia unica; si preferisce usare un trasformatore quando si impieghi un triodo, ed

un sistema resistenza-capacità quando si impieghi un pentodo. Poichè le condizioni sono analoghe a quelle degli amplificatori a larga banda per basse frequenze, i tubi adatti sono quelli indicati per tali apparecchi; di solito, il pentodo è da preferirsi al triodo.

Rispetto al metodo di rivelazione con diodo, questo ha il pregio di non assorbire, praticamente, potenza dal circuito di entrata; ma è suscettibile di erogare minor potenza in uscita, riduce l'amplificazione del tubo, in quanto lo costringe a operare in zone ove la S_a è relativamente piccola (zone curvilinee della caratteristica), dà luogo a maggior distorsioni, e produce variazioni di tensione raddrizzata di segno contrario a quelle occorrenti per il controllo automatico di volume (quando la corrente anodica cresce, la tensione anodica diminuisce).

4. Rivelazione di griglia, mediante tubi elettronici a più di due elettrodi. — Gli schemi corrispondenti a questo tipo di rivelazione sono quelli stessi indicati nella fig. 99, con la differenza che la polarizzazione è sempre automatica, ed ottenuta mediante un complesso $R'C'$ inserito nel circuito di griglia, anzichè mediante resistenza catodica.

La parte catodo griglia, con il circuito di entrata, costituisce allora un tutto simile a quello studiato nel § 2; la tensione esistente fra griglia e catodo è la somma della oscillazione modulata e della tensione che si localizza ai capi del complesso $R'C'$, che, come abbiamo visto, è di poco diversa dal valore di cresta della tensione modulata; anche questa tensione viene dunque amplificata, quando si disponga una conveniente impedenza nel circuito anodico.

L'insieme corrisponde, sotto molti aspetti, ad un rivelatore a diodo, seguito da uno stadio di amplificazione. Per il proporzionamento del gruppo $R'C'$ vale quanto abbiamo detto nel § 2.

L'ampiezza massima della oscillazione modulata non può superare quella che il tubo può amplificare senza eccessive distorsioni; di solito essa deve perciò essere relativamente piccola, cosicchè il sistema viene raramente a trovarsi nelle con-

dizioni che abbiamo visto essere ottime per la rivelazione mediante diodo.

5. Rivelazione quadratica. — La forma più semplice di rivelatore quadratico è costituita da un amplificatore, regolato in modo che il punto di riposo capiti in una zona ove le caratteristiche statiche del tubo sono curvilinee. Se la oscillazione modulata è di piccola ampiezza, possiamo considerare, in via approssimativa, che la caratteristica dinamica sia un arco di parabola del secondo ordine, cosicchè (se la corrente anodica non si annulla) possiamo adottare come espressione della i_a lo sviluppo in serie di potenze, e limitarci a considerare i primi due termini della serie stessa. Per maggior semplicità consideriamo, come già abbiamo fatto nel § 16 del Cap. VI, per lo studio delle distorsioni, il caso del pentodo; l'equazione della i_a è allora:

$$i_a = S_a v_g + \frac{1}{2} \frac{\partial S_a}{\partial V_g} v_g^2$$

Se la v_g è una tensione di frequenza f (pulsazione ω), modulata armonicamente con frequenza F (pulsazione p) e profondità di modulazione m, sappiamo che è:

$$v_g = \mathcal{V} \operatorname{sen} \omega t + \frac{m \mathcal{V}}{2} \cos (\omega - p) t - \frac{m \mathcal{V}}{2} \cos (\omega + p) t$$

Quando si sostituisce questo valore di v_g nella espressione della i_a e si sviluppano le operazioni, si trova che la i_a stessa è formata:

1°) da componenti continue;
2°) da componenti di pulsazione ω, $\omega + p$, $\omega - p$;
3°) da componenti di pulsazione 2ω, $2(\omega + p)$, $2(\omega - p)$;
4°) da componenti di pulsazione $2\omega + p$, $2\omega - p$;
5°) da una componente di pulsazione $2p$, espressa da:

$$i_{2p} = \frac{m^2 \mathcal{V}^2}{4} \cos 2 p t;$$

6°) da una componente di pulsazione p, espressa da:

$$i_p = m\mathcal{V}^2 \operatorname{sen} p\, t$$

Trascurando le componenti continue e quelle di alta frequenza, che possono essere bloccate e filtrate, rimangono le componenti di pulsazioni p e $2\,p$, ambedue proporzionali al quadrato della ampiezza della portante.

Se la modulazione, invece di essere armonica semplice, fosse complessa, oltre alle pulsazioni p_1, p_2,..., p_n e $2\,p_1$, $2\,p_2$, $2\,p_n$, ne comparirebbero anche altre, combinazioni lineari di queste.

Questo semplice esame mostra come il metodo di rivelazione quadratica dia luogo a distorsioni, sia per la non diretta proporzionalità fra segnale modulante e segnale di uscita, sia per la presenza delle varie frequenze armoniche e spurie.

Il metodo presenta tuttavia notevole importanza pratica, sia perchè, quando l'oscillazione in entrata è di piccola ampiezza, anche i cosiddetti oscillatori lineari funzionano come oscillatori quadratici; sia perchè riceve alcune interessanti applicazioni, specialmente in apparecchi di misura; sia, infine, perchè, come vedremo, è suscettibile di fornire una rivelazione lineare nel caso di ricezione eterodina.

6. Rivelazione eterodina. — Se sommiamo due oscillazioni aventi ampiezze e frequenze diverse:

$$i_1 = \mathcal{J}_1 \operatorname{sen} \omega_1 t \qquad i_2 = \mathcal{J}_2 \operatorname{sen} \omega_2\, t$$

si trova che l'oscillazione risultante ha la forma:

$$i = \mathcal{J} \operatorname{sen} \omega\, t$$

nella quale

$$\mathcal{J} = \sqrt{\mathcal{J}_1^2 + \mathcal{J}_2^2 + 2\, \mathcal{J}_1\, \mathcal{J}_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)\, t}$$

$$\omega = \omega(t) = \frac{\omega_1\, \mathcal{J}_1^2 + \omega_2\, \mathcal{J}_2^2 + (\omega_1 + \omega_2)\, \mathcal{J}_1\, \mathcal{J}_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)\, t}{\mathcal{J}_1^2 + \mathcal{J}_2^2 + 2\, \mathcal{J}_1\, \mathcal{J}_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)\, t}$$

Questa oscillazione risultante non è dunque alternativa sinusoidale, in quanto la sua pulsazione ω, anzichè costante, è funzione del tempo.

Se si suppone che $\omega_1 - \omega_2 = p$ sia piccola di fronte ad ω_1 ed ω_2, ω risulta praticamente costante:

$$\omega \cong \frac{\omega_1 \mathfrak{J}_1^2 + \omega_1 \mathfrak{J}_1^2 + 2\,\omega_1 \mathfrak{J}_1 \mathfrak{J}_2 \cos p\,t}{\mathfrak{J}_1^2 + \mathfrak{J}_2^2 + 2\,\mathfrak{J}_1 \mathfrak{J}_2 \cos p\,t} = \omega_1 \cong \omega_2$$

e l'oscillazione risultante diviene:

$$i \cong \sqrt{\mathfrak{J}_1^2 + \mathfrak{J}_2^2 + 2\,\mathfrak{J}_1 \mathfrak{J}_2 \cos p\,t}\ \mathrm{sen}\,\omega_1 t$$

Se facciamo agire questa oscillazione nel circuito di entrata di un rivelatore quadratico, otteniamo, fra l'altro, come si è visto nel paragrafo precedente, una oscillazione del tipo

$$k\,\mathfrak{J}_1 \mathfrak{J}_2 \cos pt$$

avente, cioè, ampiezza proporzionale a ciascuna delle due oscillazioni componenti, e avente pulsazione p, uguale alla differenza di ω_1 ed ω_2.

Questo metodo viene applicato alla ricezione auricolare di oscillazioni modulate con frequenze troppo basse, quali sono, ad esempio, quelle che servono per le comunicazioni radiotelegrafiche.

Se, dopo aver subìto il processo di rivelazione, queste oscillazioni vengono applicate ad un telefono, dànno luogo ad un piccolo rumore (« click ») all'inizio ed alla fine di ogni segno dell'alfabeto Morse. Si vuole invece che producano un « suono », più o meno lungo a seconda che si tratti di linee o di punti.

A tale scopo, se la oscillazione portante in arrivo ha frequenza f, la si fa interferire con una oscillazione prodotta localmente, di frequenza f_1, tale che $f - f_1$, in valore assoluto, sia uguale alla frequenza f_p del suono che desideriamo udire nel telefono. Come abbiamo visto, la oscillazione risultante che in tal modo si ottiene, agendo sopra un rivelatore quadratico, dà luogo ad una corrente (tensione) alternativa sinusoidale, di ampiezza proporzionale a quella della oscillazione in arrivo, e di frequenza f_p.

7. La supereterodina. — Riferendoci a quanto abbiamo detto nel paragrafo precedente, se formuliamo anche l'ipotesi, che una delle due oscillazioni, ad esempio la i_2, abbia ampiezza

molto minore di quella dell'altra, e poniamo $\frac{\sigma}{2} = \frac{\mathfrak{J}_2}{\mathfrak{J}_1}$, si ha:

$$\mathfrak{J} = \mathfrak{J}_1 \sqrt{1 + \frac{\sigma^2}{4} + \sigma \cos p\,t} \simeq \mathfrak{J}_1 \sqrt{1 + \sigma \cos p\,t} =$$

$$= \mathfrak{J}_1 \left(1 + \frac{1}{2}\sigma \cos p t - \frac{1}{8}\sigma^2 \cos^2 p\,t + \frac{1}{16}\sigma^3 \cos^3 pt - \ldots\right) \simeq$$

$$\simeq \mathfrak{J}_1 \left(1 + \frac{1}{2}\sigma \cos p\,t\right)$$

Cioè, ponendo $\frac{1}{2}\sigma = m$

$$i = \mathfrak{J}_1 (1 + m \cos p\,t) \operatorname{sen} \omega_1 t$$

che è la forma di una oscillazione $\mathfrak{J}_1 \operatorname{sen} \omega_1 t$, modulata armonicamente in ampiezza, con profondità di modulazione m.

Facendo agire questa oscillazione risultante sopra un rivelatore lineare, si ricava una oscillazione proporzionale a $m\mathfrak{J}_1 \cos pt$. Se l'ampiezza $\mathfrak{J}_1$ è costante, e quella $\mathfrak{J}_2$ è invece variabile, ad esempio modulata armonicamente con pulsazione q, anche σ, e quindi m, risultano variabili secondo la stessa legge: all'uscita del rivelatore si ha dunque una oscillazione di frequenza $\frac{p}{2\pi}$, modulata con frequenza $\frac{q}{2\pi}$.

Questo procedimento, noto sotto il nome di supereterodina, viene largamente applicato alla ricezione di segnali modulati. Esso consiste, come abbiamo visto, nel passare da una oscillazione modulata, di frequenza $\frac{\omega_2}{2\pi}$, ad una oscillazione modulata secondo la stessa legge, ma avente frequenza $\frac{p}{2\pi}$. Dato che p è la differenza fra ω_1 ed ω_2, ed ω_1 è prodotta localmente, si può fare in modo che, al variare di ω_2, rimanga fisso p; a valle della supereterodina, il ricevitore può dunque esser costruito e regolato per l'unica e fissa frequenza $\frac{p}{2\omega}$; al variare della frequenza portante della oscillazione in arrivo, anzichè

adattare questa parte del ricevitore alla oscillazione stessa, si adatta questa al ricevitore. Ciò costituisce un grande vantaggio, sia dal punto di vista della costruzione, sia da quello dell'impiego, e spiega la grandissima diffusione del metodo.

La conversione di frequenza (chè in questo consiste, come abbiamo detto, il processo supereterodina) viene effettuata subito all'ingresso del ricevitore, oppure dopo uno o due stadi di amplificazione in alta frequenza; tutto il resto del ricevitore, cioè la parte maggiore di esso, non necessita quindi alcuna regolazione al variare della frequenza portante.

La frequenza $f_i = \frac{p}{2\pi}$ viene detta frequenza intermedia, o « media frequenza »; negli apparecchi per radiodiffusione il suo valore è ordinariamente scelto nella gamma $75 \div 500$ kHz, con preferenza verso i valori più bassi se le frequenze portanti previste non sono molto elevate (abbiamo detto che $\omega_1 - \omega_2$ deve essere piccolo di fronte ad ω_1 e ad ω_2, se si vuole che l'oscillazione risultante sia praticamente sinusoidale).

Per mettere in evidenza « il segnale », che vogliamo ricevere, occorre poi, naturalmente, una rivelazione di tipo, per così dire, normale. Un ordinario ricevitore supereterodina si compone dunque di:

(eventualmente) uno o più stadi di amplificazione in alta frequenza;

un rivelatore supereterodina (convertitore di frequenza);

uno o più stadi di amplificazione della frequenza intermedia (media frequenza);

un rivelatore (di solito lineare);

uno o più stadi di amplificazione di tensione in bassa frequenza (amplificazione del segnale);

uno stadio finale di amplificazione di potenza per la alimentazione dell'apparecchio che traduce « il segnale » nel fenomeno che vogliamo riprodurre (voce, suono, immagine e via dicendo).

Alcuni stadi di amplificazione possono mancare; ad es. quelli per l'alta frequenza si trovano soltanto nei ricevitori di maggior costo.

Un ordinario schema di rivelatore, nel cui circuito di griglia (o del catodo) si inserisca anche l'oscillazione locale, può servire come convertitore di frequenza (fig. 100); poichè in uscita si ha una oscillazione modulata, cioè una banda stretta (vedi Capp. VI e IX), il circuito di carico è, normalmente, a risonanza di tensione accordato sulla frequenza intermedia f_i, con Q non eccessivamente elevato. Il circuito di griglia è accordato sulla portante della oscillazione in arrivo; v_o rappresenta l'oscillazione di frequenza f_i, prodotta localmente.

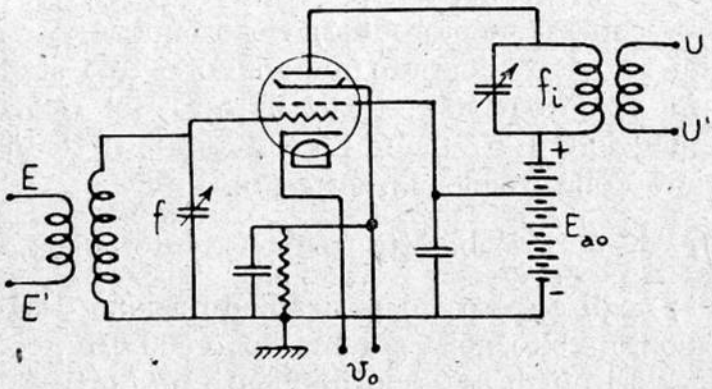


Fig. 100.

Se definiamo la

« pendenza di conversione » S_c

come limite al quale tende il rapporto fra l'ampiezza $\mathfrak{J}_i$ della corrente di media frequenza (f_i) ed il corrispondente valore $\mathcal{V}_e$ della ampiezza della oscillazione di frequenza f, applicata fra griglia e catodo, quando $\mathcal{V}_e$ tende a zero; e se la caratteristica $\mathfrak{J}_i = f(\mathcal{V}_e)$ (caratteristica di conversione), presenta un tratto praticamente rettilineo (S_c = cost); nei limiti in cui viene interessato soltanto questo tratto di essa caratteristica di conversione, si può scrivere:

$$\mathfrak{J}_i = S_c \, \mathcal{V}_e$$

Indicando allora con Z_i il valore assoluto della impedenza z_i del circuito di carico per la frequenza f_i, e con $\mathcal{V}_i$ l'ampiezza della tensione di frequenza f_i che si localizza ai suoi capi, si ha:

$$\mathcal{V}_i = S_c \, \mathcal{V}_e \, Z_i$$

e la conversione risulta « lineare ». La S_c, nei casi ordinari, è all'incirca, 0,4 ÷ 0,5 volte la S_a del tubo.

L'inserzione della oscillazione in arrivo (frequenza f) e di quella locale (frequenza f_o) nello stesso circuito presenta l'inconveniente di creare facili reazioni dell'una sull'altra; specialmente quando la portante ha frequenza molto elevata, e la differenza $f - f_o = f_i$ è quindi percentualmente piccola (f_i piccolo). Si preferisce perciò farle agire su due griglie diverse, accuratamente schermate l'una rispetto all'altra; si preferisce cioè usare tubi con due griglie di controllo: l'esodo, l'eptodo e l'ottodo (vedi Cap. IV). Tali tubi vengono classificati sotto il nome generico di «mescolatori» o «convertitori», a seconda che la oscillazione locale è soltanto *applicata* ad una loro griglia, oppure anche *prodotta* da essi. Il valore della loro pendenza di conversione, dell'ordine dei decimi di milliampere per volt, è funzione delle tensioni di polarizzazione delle due griglie; quando una di esse sia «regolatrice» (a passo variabile; vedi Cap. IV, § 11), la variazione della S_c in funzione del suo potenziale di polarizzazione è assai dolce e continua, e il tubo funziona come «regolatore».

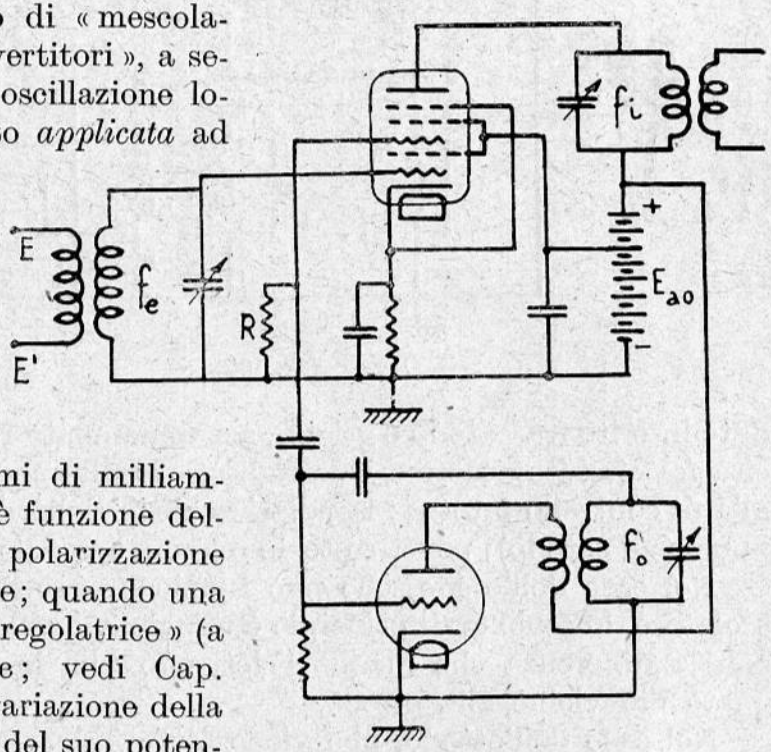


Fig. 101.

Diamo due schemi relativi al pentagriglia (eptodo) mescolatore (fig. 101) ed al pentagriglia convertitore (fig. 102). Nella fig. 101 il triodo genera l'oscillazione locale di frequenza f_o (circuito accordato inserito fra catodo e griglia; accoppiamento resistenza-capacità fra circuito accordato e griglia), che viene trasmessa alla griglia di controllo esterna del mescolatore, pola-

rizzata attraverso la resistenza R. La oscillazione in arrivo, applicata ai morsetti EE', agisce sulla griglia di controllo interna. La oscillazione di frequenza f_i viene prelevata dai morsetti UU'.

Nella fig. 102, l'oscillazione locale viene generata nel triodo costituito dal catodo e dai due elettrodi più interni (circuito accor-

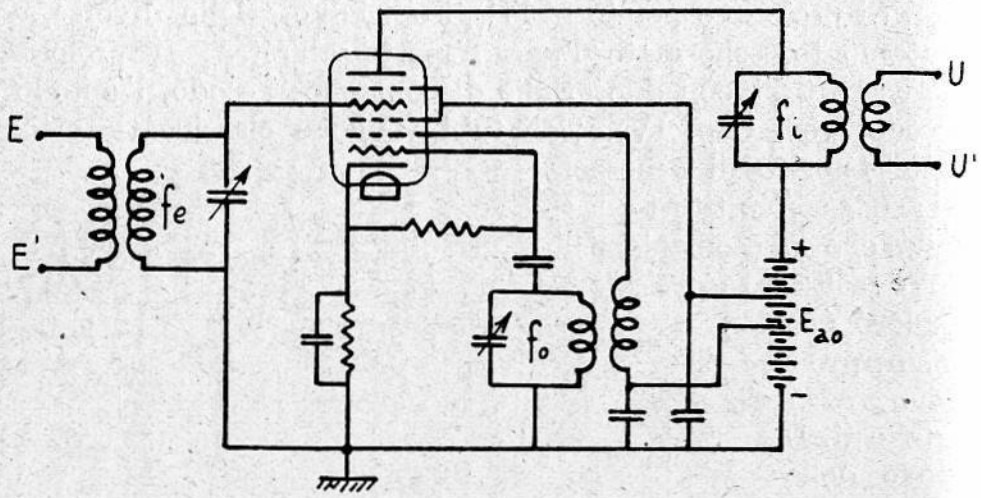


Fig. 102.

dato inserito fra catodo e griglia; accoppiamento resistenza-capacità fra circuito accordato e griglia), e risulta applicata alla griglia di controllo interna; la polarizzazione delle due griglie è comune (sul catodo); per il resto lo schema è uguale al precedente.

Nel caso dell'esodo, che può funzionare soltanto come mescolatore, lo schema di principio è uguale a quello della fig. 101, con la differenza che manca l'elettrodo che in questa è disegnato più vicino alla placca.

Nel caso dell'ottodo, che viene fatto funzionare quasi sempre come convertitore, lo schema di principio è quello della fig. 102, con l'unica differenza che esiste un elettrodo in più, attiguo alla placca, collegato direttamente con il catodo.

I tubi convertitori permettono di realizzare schemi più semplici di quelli mescolatori; alle frequenze molto elevate essi sono tuttavia meno soddisfacenti, perchè la comunanza della corrente elettronica produce nocivi accoppiamenti fra la parte destinata alla produzione della oscillazione locale e quella che opera la conversione.

Esistono tubi convertitori (triodo-esodo, triodo-eptodo, triodo-ottodo) nei quali la parte destinata alla produzione della oscillazione locale è separata da quella preposta alla conversione della frequenza. Nella fig. 103 diamo lo schema di principio relativo ad uno di essi: il triodo-esodo, ponendovi a titolo di orientamento, alcuni valori in uso nei ricevitori per radiodiffusione (tubo *ACH*1). Al morsetto *B* si applica la ten-

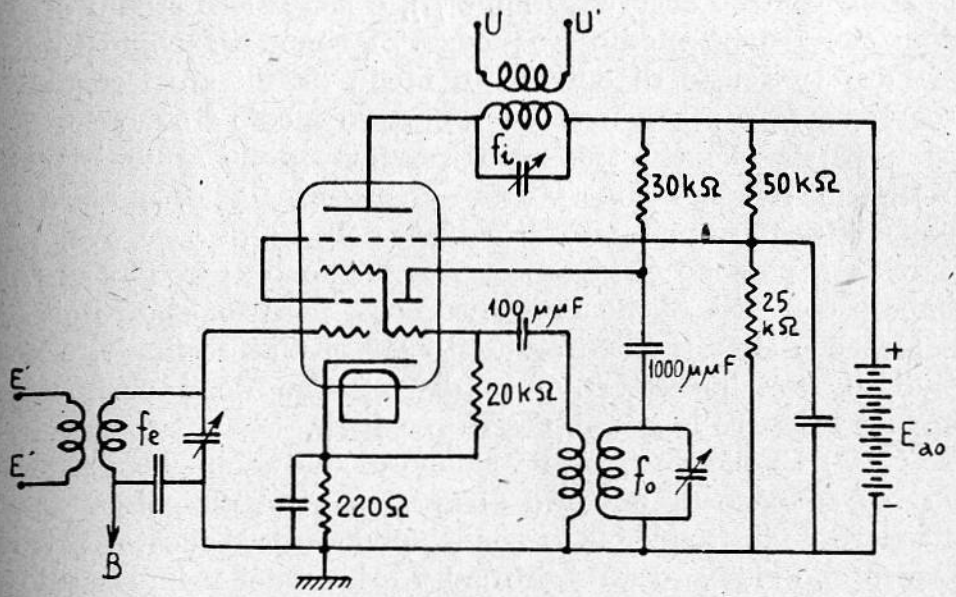


Fig. 103.

sione di polarizzazione variabile per la regolazione del valore di S_c.

Il sistema supereterodina, se non è previsto con cura, può dar luogo a disturbi, conosciuti sotto il nome generico di « fischi». I più importanti sono:

1°) Quello dovuto alla frequenza immagine. Poichè la frequenza f_i è la differenza fra la frequenza f della oscillazione in arrivo e quella f_o della oscillazione locale, per un dato valore di f_o vi sono due valori di f_e che dànno luogo alla $f_i : f_e = f_o \pm f_e$; ciascuna di queste due frequenze è detta immagine dell'altra; dall'entrata del mescolatore in poi, il ricevitore si comporta ugualmente di fronte a ciascuna di esse. Il rimedio diretto

contro tale inconveniente consiste nella scelta di una frequenza intermedia abbastanza elevata (i due possibili valori di f_e differiscono fra di loro di $2f_i$), e nell'impiego di circuiti accordati, all'ingresso del ricevitore. Sono stati studiati anche speciali circuiti « soppressori della frequenza immagine ».

2°) Quello dovuto a forti segnali aventi frequenza f_i, che riescano ad agire nel circuito di entrata del mescolatore (il circuito di uscita è accordato nella f_i), o sopra uno stadio di amplificazione della media frequenza. Si rimedia facilmente disegnando il circuito di entrata in modo da filtrare i segnali di frequenza f_i, e schermando con cura le medie frequenze.

3°) Quello che può esser prodotto dalle armoniche della f_i, che vengono generate nel rivelatore finale, qualora riescano ad agire nel circuito di entrata del mescolatore, ove, combinandosi, possono originare una oscillazione di frequenza f_i. Il rimedio consiste, anche in questo caso, nel predisporre circuiti di blocco e circuiti filtro all'uscita del rivelatore finale, e nello studiare la schermatura e la disposizione degli elementi in modo da ridurre la possibilità di reazioni.

4°) Quello dovuto alla azione di due oscillazioni intense, le cui frequenze differiscano di una quantità all'incirca uguale al valore della frequenza f_e per la quale è predisposto il ricevitore, e che riescano ad agire sulla griglia del primo stadio di amplificazione in alta frequenza. Se, per effetto della regolazione automatica di volume, il tubo di questo stadio opera con forte polarizzazione: nella zona, cioè, in cui le caratteristiche sono curvilinee; per effetto della relazione non lineare fra tensione di griglia e corrente anodica, si produce, come abbiamo visto, anche una oscillazione avente frequenza uguale alla differenza di quelle delle componenti, cioè uguale alla frequenza per la quale l'apparato è predisposto. Il rimedio consiste nell'intercalare, fra circuito di antenna ed entrata del ricevitore, un circuito accordato, che elimini almeno una delle due oscillazioni interferenti.

5°) Quello dovuto alla « modulazione incrociata » della portante della oscillazione che si vuol ricevere, da parte di una potente oscillazione modulata, avente frequenza portante poco

diversa. Può prodursi quando l'oscillazione da ricevere è così potente, che la polarizzazione necessaria per regolare l'amplificazione sia tanto forte da far lavorare il tubo di entrata nella zona in cui le caratteristiche non sono rettilinee: la modulazione incrociata è infatti prodotta, come abbiamo visto, da termini del terzo ordine (vedi Cap. VI, § 16). Il rimedio consiste nell'usare tubi a pendenza variabile, costituiti in modo che le loro caratteristiche siano tali, che i termini del terzo ordine risultino poco importanti.

8. Rivelazione rigenerativa, oscillatoria e superrigenerativa. — Come abbiamo visto, nella corrente anodica di un rivelatore esistono sempre componenti di frequenza uguale a quella della portante. Possiamo utilizzarle per stabilire un certo grado di reazione fra circuito di uscita e circuito di entrata (vedi Cap. VI, § 12), in modo da aumentare l'effettivo rapporto di amplificazione dell'insieme: vale a dire la sensibilità del ricevitore. Di fronte alla semplicità concettuale, il sistema presenta notevoli inconvenienti di ordine pratico. I più importanti sono:

1°) Difficoltà di regolazione, e facilità di spingere la rigenerazione fino a provocare il generarsi di autooscillazioni.

2°) Accrescimento del Q del circuito di entrata, per effetto della diminuzione della sua resistenza effettiva causata dalla rigenerazione, con conseguente restringimento della banda passante.

Quando si debba ricevere una oscillazione non modulata, la reazione può essere spinta fino a provocare lo stabilirsi di un regime oscillatorio stabile. Se l'oscillazione così prodotta ha frequenza diversa da quella della oscillazione in arrivo, il sistema funziona come un rivelatore eterodina (vedi § 6). Questo sistema, noto anche sotto il nome di « autodina », è molto più stabile e di uso assai più facile del precedente; poichè il circuito di entrata deve essere accordato sulla oscillazione locale, e quindi *non* su quella da ricevere, lo si impiega però soltanto quando la frequenza della oscillazione in arrivo sia molto elevata, in modo che risulti percentualmente poco diversa da quella della oscillazione localmente prodotta.

Per ricevere oscillazioni modulate con basse frequenze, si può anche fare uso di un sistema con reazione variabile, nel quale, con frequenza assai più alta di quella più elevata di modulazione, si creano e si annullano le condizioni che rendono autooscillatorio il sistema. Sia f la frequenza portante della oscillazione in arrivo; F la frequenza più elevata di modulazione, che supporremo acustica (ad es. $F = 5000$ Hz); f_o la frequenza con la quale il sistema diviene e cessa di essere autooscillatorio ($f_o > F$; ad es. $f_o = 100.000$ Hz).

In assenza della oscillazione in arrivo, nel circuito di entrata, che supponiamo accordato sulla frequenza f, nascono e si spengono, con frequenza f_o, oscillazioni di frequenza f; all'ingrosso, è come se vi fosse una oscillazione di frequenza f, modulata con frequenza f_o, che il circuito di uscita del rivelatore, predisposto per le basse frequenze di modulazione ($\leq F$), non mette in evidenza. In realtà, siccome le autooscillazioni, per il fatto appunto di essere spontanee, nascono con una certa irregolarità, si manifestano altre frequenze di modulazione (oltre alla f_o), alcune delle quali, più basse della f_o, dànno luogo ad un caratteristico rumore (soffio).

Quando esiste la oscillazione in arrivo, la nascita delle autooscillazioni, negli intervalli in cui è possibile che si manifestino, è da essa controllata, e si produce in modo che dipende dalla sua ampiezza.

Questo variare del modo di insorgere delle autooscillazioni, in funzione dell'ampiezza della oscillazione in arrivo, genera, nel circuito di uscita, una corrente che riproduce assai bene il segnale modulante.

Nella fig. 104 è rappresentato lo schema di un apparato del genere. Il triodo genera oscillazioni di frequenza f_o nel circuito L_1C_1; la tensione oscillatoria ai capi del circuito L_1C_1 si sovrappone alla tensione continua che alimenta lo schermo del pentodo, in modo che il sistema costituito dal catodo, dalla griglia e dallo stesso schermo di esso pentodo, provoca oppur no, con frequenza f_o, il nascere di oscillazioni di frequenza f nel circuito di entrata. La capacità C del circuito di uscita ha valore tale da costituire una impedenza molto elevata per le

frequenze di modulazione, e molto bassa per la f_0 e per le frequenze ad essa superiori.

Si potrebbe, con lievi ritocchi al circuito, usare un triodo invece del pentodo; ma questo tipo di tubo è da preferirsi.

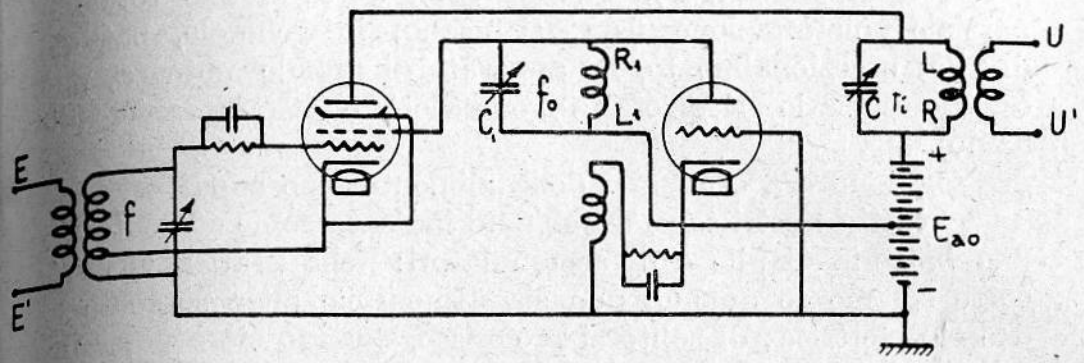


Fig. 104.

Il sistema, noto anche sotto il nome di « superreazione », quando ben regolato, è estremamente sensibile; presenta tuttavia, fra altri inconvenienti minori, quello di essere poco selettivo, perchè, per un corretto funzionamento, il Q del circuito deve esser tenuto relativamente basso. Viene usato specialmente per la ricezione di oscillazioni aventi frequenze molto alte, quando gli ordinari metodi non possono essere applicati.

Capitolo Undicesimo.

LA ALIMENTAZIONE DEI TUBI ELETTRONICI.

1. Generalità. — Abbiamo già avuto occasione di parlare della alimentazione dei catodi (o degli scaldatori dei catodi), e abbiamo visto che la si può effettuare con corrente continua o con corrente alternata; nel primo caso si usano batterie di accumulatori o di pile; nel secondo caso si preleva corrente da una ordinaria rete industriale, mediante un trasformatore con opportuno rapporto.

Si è pure accennato alla polarizzazione delle griglie, ed ab-

biamo visto che, nella maggioranza dei casi, essa è ottenuta mediante caduta di tensione prodotta dalla corrente totale del tubo, o dalla corrente di griglia, in apposita resistenza inserita nel circuito del catodo (nel primo caso), o nel circuito di griglia (nel secondo caso). Quando sia necessaria una totale o parziale polarizzazione fissa, si usano, in generale, batterie di pile; eccezionalmente, in apparati di grande potenza, può esser necessario ricorrere a generatori elettromeccanici (dinamo).

Vogliamo ora occuparci della alimentazione anodica.

In tutti i nostri schemi abbiamo indicato come sorgente E_{ao} una batteria di pile o di accumulatori: nella pratica vi si ricorre solamente quando non sia disponibile altra sorgente di energia elettrica; di solito si preferisce, quando ciò è possibile, collegarsi ad una ordinaria rete di distribuzione industriale, « raddrizzare » la tensione alternativa che se ne preleva, e « depurare » la componente continua che così si ottiene, bloccando e filtrando le residue componenti variabili.

2. Raddrizzatori. — I raddrizzatori che si usano nella radiotecnica sono di quattro tipi; diodi ad alto vuoto; diodi a vapori di mercurio; raddrizzatori ad ossidi metallici; convertitori industriali a vapori di mercurio.

Gli elementi fondamentali, per il calcolo degli alimentatori con diodi, sia ad alto vuoto, sia a vapori di mercurio, sono:

a) Il valor massimo istantaneo della corrente anodica, che il tubo può erogare senza inconvenienti. È legato al valore della emissione catodica e alla durata dei singoli impulsi di corrente; dipende inoltre dalla natura del circuito al quale il tubo è associato. Il metodo più sicuro per controllarlo consiste nella sua misura in esercizio.

b) Il limite superiore del valor medio della corrente che il tubo può erogare. Per il controllo in esercizio si può usare un adatto amperometro.

c) Il massimo valore della « tensione inversa », che il tubo può sopportare. Il maggior cimento, per quanto si rife-

risce alle tensioni, ha luogo quando la d. d. p. alternativa, applicata fra catodo e placca, assume il massimo valore negativo, chè allora, mancando la corrente, non esistono cadute di tensione nel circuito. Il valore della tensione inversa, oltre che da quello della d. d. p. applicata, dipende dalla natura del circuito: abbiamo visto, ad esempio, che nel caso del rivelatore a diodo (Cap. X, § 2), con carico costituito da resistenza e capacità, essa può raggiungere un valore quasi doppio di quello massimo della tensione alternativa ($\mathcal{V}_e + V_c$). Dipende anche da eventuali fenomeni transitori, e dalle distorsioni (ad es. una terza armonica, in fase con la fondamentale, lo accresce). È opportuno controllarlo con un « voltometro di cresta ».

Dei diodi ad alto vuoto abbiamo già avuto occasione di parlare (vedi Cap. IV e Cap. X); i tipi studiati per la alimentazione mirano a fornire correnti relativamente intense; a presentare una resistenza interna bassa quanto possibile; ed a sopportare tensioni inverse relativamente elevate.

Per le pratiche applicazioni si costruiscono tubi con un catodo e due placche, che permettono di attuare uno degli schemi più comuni: quello del raddrizzamento delle due semionde, con alimentazione monofase (vedi paragrafo seguente).

Nei diodi a vapori di mercurio il catodo, quasi sempre del tipo ad ossidi, ha, in generale superficie maggiore, e anche forma diversa (di solito a disco o a nastro) rispetto a quelli dei corrispondenti tipi ad alto vuoto; nell'interno del tubo, dopo aver fatto il vuoto, viene introdotta una piccola quantità di mercurio liquido, che in parte vaporizza: si crea così un'atmosfera di vapori di mercurio, la cui pressione dipende dalla temperatura ambiente. La presenza di questi vapori accresce l'intensità della corrente elettronica, e diminuisce il valore della resistenza interna del tubo: sotto l'azione di urto degli elettroni emessi dal catodo, essi vapori si ionizzano; risulta così accresciuto il numero degli elettroni liberi; e gli ioni positivi, che, per la loro pesantezza, si muovono con velocità relativamente bassa (dell'ordine di $\frac{1}{600}$ di quella degli elet-

troni), neutralizzano la carica spaziale. Con potenziali anodici molto bassi, dell'ordine di 15 ÷ 20 volt, è così possibile far assumere alla corrente interna il suo massimo valore (corrente di saturazione). Per la integrità del catodo (bombardamento da parte degli ioni positivi) è necessario che il valore del campo interno non raggiunga mai valori suscettibili di imprimere una troppo grande accelerazione agli ioni positivi stessi; in pratica è necessario che la tensione anodica non superi mai 22 volt. Poichè la corrente anodica fluisce a tensione bassa, le perdite nell'interno del tubo sono moderate, cosicchè la placca può avere dimensioni ridotte nei confronti di quelle dei corrispondenti diodi ad alto vuoto.

Di fronte a questi pregi, il diodo a vapori di mercurio presenta gli svantaggi di sopportare una minore « tensione inversa massima », e di essere più delicato. Se la temperatura ambiente diminuisce, si riduce la pressione interna, e quindi la ionizzazione; e l'aumento di resistenza interna che ne consegue può fare crescere (a pari corrente) la caduta di tensione catodo-placca, oltre i 22 volt ammissibili. Lo stesso inconveniente può verificarsi in caso di un corto circuito esterno, che (a pari resistenza interna) aumenti la corrente elettronica. Se la temperatura ambiente cresce, aumenta la pressione massima, e diminuisce il valore della massima tensione inversa sopportabile. Infine, quando uno di questi tubi deve essere messo in funzione, occorre che la tensione anodica venga applicata qualche tempo dopo quella di accensione (o riscaldamento) del catodo, allo scopo di permettere alla temperatura (pressione) interna di avvicinarsi alle condizioni di regime.

Un elemento di raddrizzatore ad ossidi è costituito da una piastra metallica (di solito rame) rivestita di ossidi (pure di rame); la conduttività offerta dallo strato di ossidi risulta praticamente unilaterale. Poichè un elemento sopporta tensioni dell'ordine di pochi volt, se ne formano pile, nelle quali le unità componenti sono separate l'una dall'altra mediante lamine di piombo.

I convertitori a vapori di mercurio sono del tipo comunemente usato nelle applicazioni industriali (ad es. nella trazione

elettrica); vengono impiegati soltanto per la alimentazione di trasmettitori di grande potenza.

3. Circuiti raddrizzatori. — Nella fig. 105 sono rappresentati vari tipi di circuiti raddrizzatori con sorgente mono-

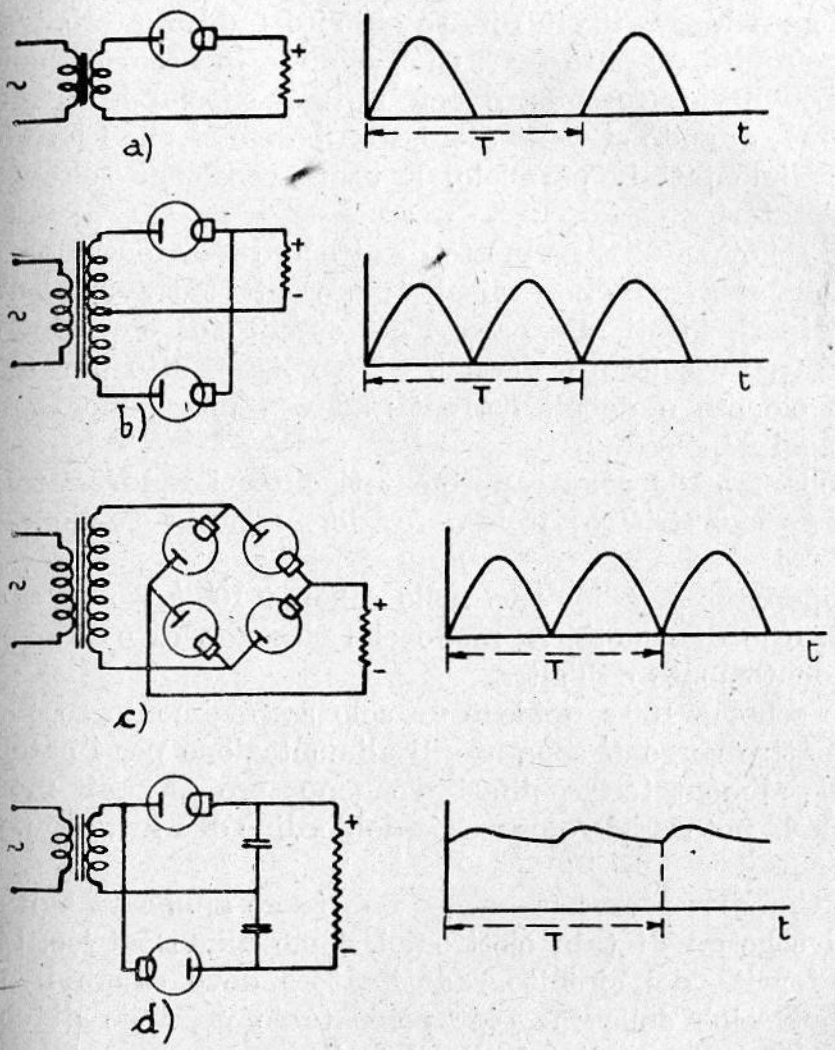


Fig. 105.

fase, insieme con la forma delle tensioni, che si manifestano ai capi di un carico resistivo. Il primo è chiamato raddrizza-

tore a una semionda: dà origine ad una tensione ben lontana dall'esser continua, e presenta anche lo svantaggio di dar luogo ad una presaturazione del ferro del trasformatore, per effetto della componente continua della corrente erogata.

Nel secondo (raddrizzatore a due semionde; fig. 105 *b*) il primo inconveniente risulta attenuato, il secondo eliminato. È, di gran lunga, il più diffuso circuito raddrizzatore.

Il circuito a ponte (fig. 105 *c*) elimina la necessità del doppio secondario (secondario con presa centrale) al trasformatore; ma, quando si usino diodi, non permette che i loro catodi siano alimentati in parallelo. È usato pressochè soltanto con raddrizzatori a ossidi.

Lo schema 105 *d* permette di ottenere una tensione doppia di quella ricavabile con gli altri; presenta tuttavia alcuni inconvenienti, legati alla natura del circuito di erogazione, per cui è usato soltanto quando si vogliano ottenere tensioni molto elevate e deboli correnti: ad es., per alimentare tubi per raggi X.

Nella fig. 106 sono rappresentati circuiti raddrizzatori con alimentazione trifase; il loro funzionamento è facile a comprendersi.

L'induttanza *L* inserita nello schema 106 *b*, serve a disaccoppiare le due metà, in modo che ciascuna di esse operi indipendentemente dall'altra.

Lo schema 106 *c* richiede un solo avvolgimento secondario, ma quattro sorgenti separate di alimentazione per i catodi.

Gli alimentatori polifasi vengono preferiti ai monofasi quando la potenza da erogare sia dell'ordine di 1 kw, o superiore.

4. Circuiti livellatori. — Per essere applicata agli anodi e agli schermi di tubi elettronici, come alimentatrice, la tensione fornita dal circuito raddrizzatore deve essere livellata: depurata cioè della maggior percentuale possibile di componenti alternative. I circuiti livellatori, che servono a tale scopo, e che sono, in sostanza, filtri passa basso (vedi Cap. III, § 4) possono dividersi, dal punto di vista del loro comportamento in due categorie: quelli con entrata induttiva (fig. 107 *a*), e

quelli con entrata capacitiva (fig. 107 *b*); i morsetti *AB* sono da collegarsi all'uscita del raddrizzatore; la resistenza *R* rappresenta il carico.

Il calcolo, e la previsione del comportamento, possono es-

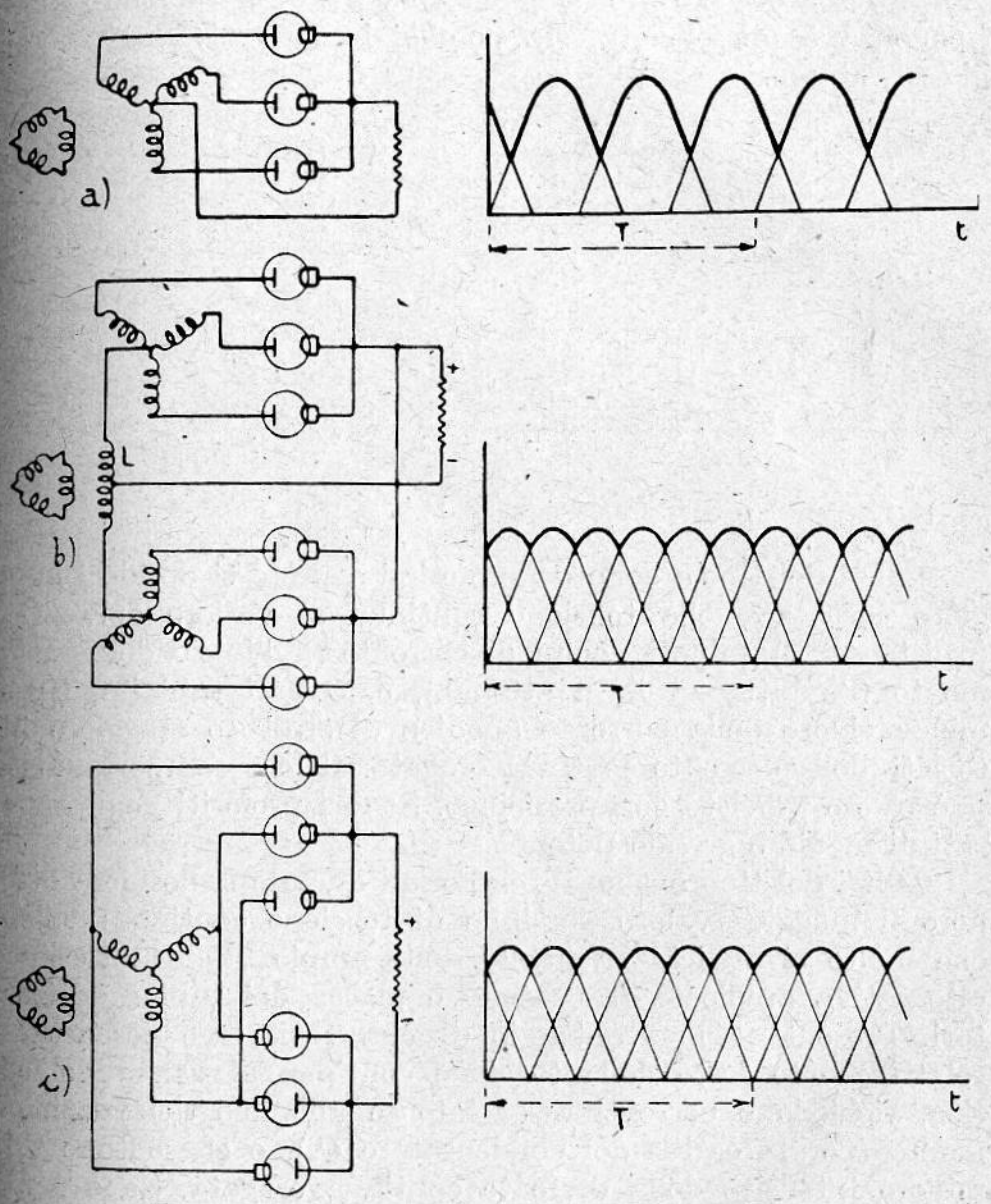


Fig. 106.

sere fatti, caso per caso, scrivendo l'espressione della d. d. p. applicata ai morsetti di entrata del livellatore, sviluppandola in serie di Fourier, e studiando le singole componenti. Di solito, quando risulta convenientemente attenuata la prima armonica, non occorre preoccuparsi delle altre: sia perchè la loro frequenza è più elevata, sia perchè, in generale, hanno ampiezza minore.

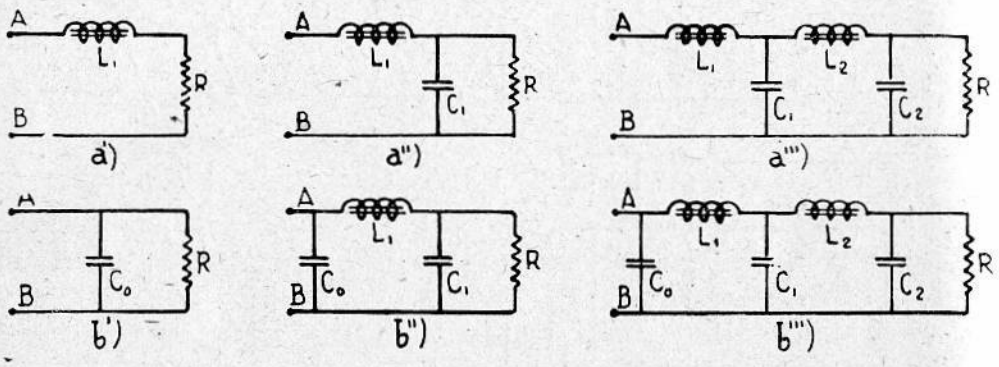


Fig. 107.

I filtri del tipo *a* sono da preferirsi quando si desideri maggiore costanza nella tensione continua al variare del carico (resistenza R), minori « colpi di corrente » all'inizio del funziomento (l'induttanza L_1 li attenua), e, a pari tubi impiegati, minor valore della corrente anodica di cresta e maggiore intensità della corrente continua erogata. Il loro comportamento può essere previsto con precisione. Sono i preferiti negli apparati di media e grande potenza.

I filtri del tipo *b* sono da preferirsi quando si desidera ottenere il maggior valore possibile di tensione continua: valore che molto si avvicina a quello della ampiezza della tensione alternativa applicata fra catodo e placca dei tubi raddrizzatori. Presentano lo svantaggio di una variazione percentuale relativamente forte della tensione continua al variar del carico, richiedono correnti assai intense all'inizio del funzionamento (per la carica del condensatore C_0), e consentono una minore intensità della corrente continua erogata. Sono i più diffusi negli apparecchi di piccola potenza e nei ricevitori. Per

attenuare i colpi di corrente iniziali, vengono talvolta poste, in serie con gli anodi, resistenze, che sono poi messe in corto circuito quando il sistema è a regime.

Diamo due formule utili per il calcolo dei circuiti livellatori con entrata induttiva:

1°) rapporto fra l'ampiezza di una componente alternativa di frequenza f all'uscita del livellatore, e l'ampiezza della stessa componente all'entrata del livellatore:

per lo schema 107 a' $$\frac{R}{\sqrt{R^2 + (2\,\pi\, f\, L_1)^2}}$$

per lo schema 107 a'' $$\frac{1}{4\,\pi^2 f^2 L_1 C_1}$$

per lo schema 107 a''' $$\frac{1}{16\,\pi^4 f^4 L_1 L_2 C_1 C_2}$$

2°) valore consigliabile per la induttanza L_1:

$$L_1 \geq R_{eff}\,\frac{\mathcal{V}_1}{V_o}$$

dove R_{eff} rappresenta la resistenza del carico più la resistenza ohmica della induttanza (o delle induttanze) del livellatore; $\mathcal{V}_1$ è l'ampiezza della prima armonica della tensione applicata al livellatore; V_o è il valore della componente continua della tensione applicata al livellatore.

È da tenersi presente che la frequenza f_1 della prima armonica è la stessa frequenza f della rete di alimentazione, nel caso di raddrizzatori a una semionda; è invece $2f$ nel caso di raddrizzatori a due semionde.

Per il calcolo dei livellatori con entrata capacitiva (schemi 107 b), nei cataloghi dei tubi si trovano famiglie di curve, che dànno il valore della tensione continua di carico in funzione dei seguenti elementi:

a) tensione alternativa di alimentazione (al secondario del trasformatore che alimenta *ciascun* tubo);

b) valore di C_o;

c) frequenza della prima armonica (f per i raddrizzatori a una semionda; $2f$ per quelli a due semionde);

d) corrente continua di carico;

e) resistenza complessiva del circuito del trasformatore: cioè resistenza di mezzo avvolgimento del secondario (di tutto l'avvolgimento se il raddrizzatore è a una semionda), più resistenza del primario moltiplicata per n^2, essendo n il rapporto del numero delle spire primarie alla metà del numero delle spire secondarie (al numero di tutte le spire secondarie se il raddrizzatore è a una semionda).

5. Il vibratore. — Quando si disponga, come unica sorgente di energia elettrica, di una batteria di accumulatori a bassa tensione (ad es. sugli automobili), si può ottenere la tensione continua, relativamente elevata, necessaria per la alimentazione anodica dei tubi, mediante un vibratore meccanico, montato, ad es., come indica schematicamente la fig. 108. Talvolta, invece del raddrizzatore a diodo, si usa un raddrizzatore meccanico sincrono, schematicamente più semplice, ma di funzionamento meno regolare. A causa dell'elevato numero di armoniche contenute nella corrente interrotta, il vibratore deve essere ben schermato, per evitare distrubi all'apparato ch'esso alimenta.

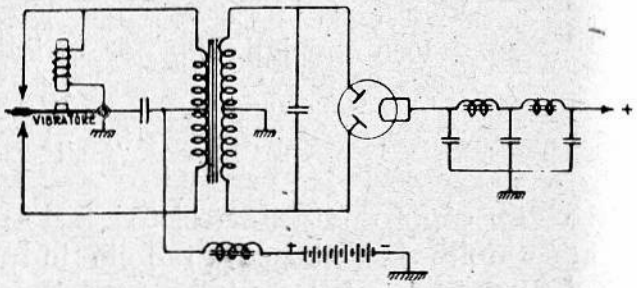


Fig. 108.

Capitolo Dodicesimo.

LA PROPAGAZIONE DELLA ENERGIA ELETTROMAGNETICA ATTORNO ALLA TERRA

1. Generalità. — Come abbiamo detto nel Cap. I, l'energia che viene impiegata nella radiotecnica è la elettromagnetica. In un mezzo dielettrico, omogeneo ed isotropo, avente costante dielettrica ε e permeabilità magnetica μ, essa si propaga rettilineamente, con velocità $v = \frac{1}{\sqrt{\mu \varepsilon}}$. Attorno alla terra, che costituisce una superficie semiconduttrice; nel mezzo non omogeneo, non perfettamente dielettrico e non isotropo costituito dall'atmosfera, questa semplice legge di propagazione risulta modificata. Per facilitare l'esposizione, conviene immaginare l'energia emessa come suddivisa in due parti: quella irradiata in direzioni pressochè orizzontali, che rimane come vincolata alla superficie della terra, e costituisce quella che si chiama « l'onda di superficie »; l'altra, irradiata verso l'alto, che si distacca dalla superficie della terra, e costituisce la cosiddetta « onda di spazio ».

Come già abbiamo detto (Cap. I), l'energia elettromagnetica è caratterizzata dalla presenza di campo elettrico F e di campo magnetico H, interdipendenti e variabili, in fase nel tempo (si annullano, si invertono e raggiungono i rispettivi massimi contemporaneamente), sempre perpendicolari l'uno all'altro, ed ambedue normali alla direzione della propagazione. Se, come avviene nella pratica, sono dovuti ad una corrente alternativa sinusoidale di frequenza f (pulsazione $\omega = 2\pi f$), che percorre un conduttore di forma speciale (antenna), sono essi pure alternativi sinusoidali, della stessa frequenza, e, a parità di altre condizioni, hanno ampiezza proporzionale alla frequenza stessa. L'energia che, nell'unità di tempo (cioè la potenza P_1 che), transita attraverso l'elemento unitario di superficie, disposto

normalmente alla direzione della propagazione, è proporzionale al prodotto di F per H, quindi al quadrato della frequenza. Poichè F ed H sono fra loro proporzionali, basta la conoscenza di uno di essi per determinare l'altro, e per computare P_1. La direzione di F, in un certo punto, si dice « polarizzazione », dell'onda in quel punto. Altro elemento caratteristico della propagazione è la lunghezza d'onda λ, cioè la minima distanza, misurata secondo la direzione della propagazione, fra due punti nei quali il campo (elettrico e magnetico) ha la stessa fase; il quoziente di λ per il minimo intervallo di tempo, fra gli istanti nei quali il campo, in un qualunque punto, riassume la stessa fase (ad es., il valore massimo positivo), si chiama « velocità di fase » v. Poichè l'intervallo di tempo di cui sopra coincide con il periodo $T = \frac{1}{f}$ della corrente generatrice, si ha la relazione

$$\lambda = \frac{v}{f}$$

2. L'onda di superficie. — Il valore del campo elettrico, dovuto all'onda di superficie, è esprimibile mediante una formula (dovuta al Sommerfeld) del tipo:

$$F = \frac{k}{d} A$$

nella quale:

k è una costante, che dipende dalla quantità di energia irradiata pressochè orizzontalmente dall'antenna trasmettitrice;

d è la distanza dal trasmettitore;

A un fattore di attenuazione, che tien conto delle perdite nel suolo (se questo fosse un conduttore perfetto, A sarebbe uguale ad uno).

La costante k dipende dalla forma, dalle dimensioni, e dalla posizione dell'antenna; ad es., nel caso di antenna verticale, piccola di fronte alla lunghezza d'onda, che irradia una potenza totale P (in kw), è $k = 300 \sqrt{P}$

Il coefficiente A varia in modo complesso con la frequenza

(lunghezza d'onda) e con la conduttività σ e la costante dielettrica ε del suolo. Nella tabella 2 diamo i valori del campo elettrico, in millivolt per metro, prodotto a 100 ed a 500 km, da una antenna verticale, che irradia un kw, per otto differenti frequenze:

frequenza f (in chilohertz) lunghezza d'onda λ (in metri)		Buon terreno $\sigma = 10^{-13}$ $\varepsilon = 15$		Cattivo terreno $\sigma = 10^{-14}$ $\varepsilon = 5$		Mare $\sigma = 5.10^{-11}$ $\varepsilon = 80$	
f	λ	d = 100 km.	d = 500 km.	d = 100 km.	d = 500 km.	d = 100 km.	d = 500 km.
5000	60	0,01	0	0,0018	0	2.0	0,02
3000	100	0,03	0	0,004	0	2.1	0,07
2000	150	0,08	0,0002	0,008	0	2,2	0,1
1500	200	0,15	0,0009	0,01	0	2,3	0,12
1000	300	0,40	0,004	0,03	0,0002	2,4	0,15
550	545	1,60	0,03	0,1	0,0015	2,5	0,22
300	1000	2,70	0,11	0,5	0,01	2,6	0,3
150	2000	3,10	0,3	1,9	0,08	2,7	0,35

Per potenze diverse, e stesso tipo di direttività dell'antenna (vedi Cap. XIII), basta moltiplicare i dati della tabella per la radice quadrata della potenza; per diverse direttività bisogna moltiplicare per il relativo coefficiente.

Come risulta dai dati della tabella, l'attenuazione dell'onda di superficie è minore per le basse frequenze (onde lunghe) che per le alte frequenze (onde corte); ciò dipende dal fatto che la aliquota preponderante delle perdite è costituita da quelle per correnti parassite nel terreno, che, come è noto, crescono all'incirca in ragione del quadrato della frequenza.

Se il terreno fosse conduttore perfetto non vi sarebbero perdite; la superficie del suolo sarebbe equipotenziale; ed il campo elettrico risulterebbe perciò verticale (e quindi il campo magnetico sarebbe orizzontale). Con terreno non perfettamente conduttore esiste componente orizzontale del campo elettrico, e il fronte dell'onda (superficie normale alla direzione della propagazione) risulta leggermente inclinato in avanti, nel senso della propagazione: il vettore rappresentativo della potenza

unitaria P_1 (vettore di Pointing), normale al campo elettrico ed al campo magnetico, contiene cioè una componente normale al terreno, diretta verso di esso.

3. L'onda di spazio. — L'energia elettromagnetica, che il trasmettitore emette in direzioni sensibilmente inclinate rispetto all'orizzonte, si sottrae all'influenza della terra e si dirige verso gli alti strati dell'atmosfera. Fintantochè non raggiunge questi alti strati, dove l'atmosfera stessa è più o meno ionizzata, si propaga rettilineamente, e subisce perdite minime: quasi come se viaggiasse nello spazio vuoto; quando penetra negli strati ionizzati, subisce deviazioni ed assorbimenti: quelle possono ricondurla alla superficie terrestre; questi la attenuano in modo vario, a seconda dello stato del mezzo, e della lunghezza dell'onda.

L'azione del sole (raggi ultravioletti, o altra radiazione propagantesi con la velocità della luce) ionizza la fascia esterna dell'atmosfera terrestre. Questa zona ionizzata, o « ionosfera », detta anche « strato di Kennelly-Heaviside » (dal nome dei due fisici che, indipendentemente e quasi nello stesso tempo, ne suggerirono l'esistenza) si compone di elettroni liberi, ioni positivi ed ioni negativi, in un gas rarefatto.

L'azione esercitata dalla ionosfera sulla energia elettromagnetica che vi transita, è legata alla distribuzione della densità di elettroni liberi, cioè al numero N di elettroni liberi per unità di volume: l'assorbimento è funzione del valore N di tale densità; la deviazione dipende dal gradiente di tale densità, cioè (quando si supponga la densità stessa funzione della sola altitudine h) da $\frac{dN}{dh}$.

Il valore di N dipende fondamentalmente da tre fattori: l'intensità dell'azione ionizzatrice; l'attitudine del mezzo ad ionizzarsi; il numero di molecole ionizzabili presenti nell'unità di volume (densità del mezzo). I primi due fattori crescono con l'altitudine; il terzo diminuisce al crescere di questa. Altre cause locali ed occasionali influiscono in varia misura.

Complessivamente, N è trascurabile nei bassi strati dell'at-

mosfera; raggiunge valori che influiscono sulla propagazione alla altitudine di circa 100 km; e mantiene questa influenza, in misura varia, sia per il suo valore, sia per quello del suo gradiente, fino ad una altitudine di circa 300 ÷ 500 km. Il valore di N, e la sua distribuzione, oltre che con l'altitudine, variano dal giorno alla notte, da stagione a stagione, di anno in anno, e per cause occasionali.

Nella fig. 109 sono graficamente indicate, in via qualitativa, le condizioni medie dell'atmosfera. Di giorno (fig. 109 *a*) vi sono tre strati, chiamati E, F_1 ed F_2, ai quali corrispondono tre valori massimi (due relativi ed uno assoluto) della densità di ionizzazione N; l'altitudine di E è circa 100 km, pressochè costante, salvo piccole variazioni diurne e stagionali; l'altitudine di F_1 è circa 200 km, pure praticamente costante; l'altitudine di F_2 si aggira fra 250 e 350 km, e varia sensibilmente durante il giorno, da stagione a stagione, e con la latitudine. Di notte (fig. 109 *b*) il massimo E si attenua, quello F_1 tende a scomparire, e quello F_2 ad abbassarsi; in luogo dei due massimi F_1 ed F_2 se ne forma uno intermedio, denominato F, alla altitudine, poco variabile, di circa 250 km. Talvolta il massimo E scompare quasi del tutto e quello F si abbassa (fig. 109*c*).

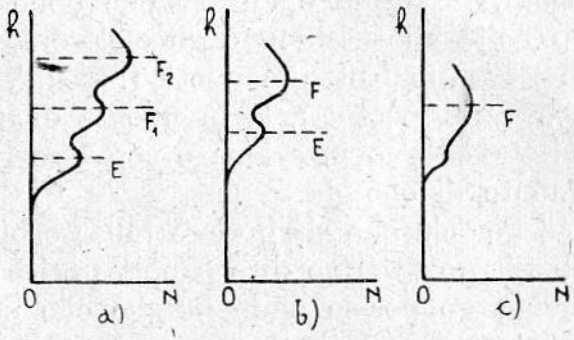


Fig. 109.

L'influenza esercitata, sull'onda elettromagnetica, dagli elettroni liberi può essere interpretata come segue:.

Sotto l'azione del campo elettrico alternativo, gli elettroni liberi sono sollecitati ad assumere un movimento, pure alternativo, in direzione parallela a quella del campo elettrico, e di ampiezza tanto maggiore quanto più a lungo dura la sollecitazione in uno stesso senso, cioè quanto più bassa è la frequenza. Questi elettroni in movimento costituiscono correnti elettriche, che, a loro volta, producono energia elettromagne-

tica, e reagiscono sulla causa che le ha prodotte: si intuisce quindi come il percorso dell'energia possa risultare modificato; dato poi che queste correnti variabili non si sviluppano senza perdite (urti intermocolari), si comprende che debba esservi attenuazione. Anche gli ioni sono sollecitati come gli elettroni, ma, a causa della loro relativa pesantezza, i movimenti ne sono molto ridotti, e l'effetto che producono può essere trascurato.

Sugli elettroni in movimento agisce anche il campo magnetico terrestre, che tende a trasformare il percorso rettilineo in percorsi ellittici, o a forma di spirale. A parità di altre condizioni, la forma e l'estensione delle traiettorie risultanti, e le velocità che assumono gli elettroni, dipendono dalla frequenza del campo elettromagnetico: per f. uguale a circa 1400 kHz ($\lambda = 214$ m circa), la lunghezza di queste traiettorie e le velocità risultano massime, e con esse risulta tale anche l'assorbimento di energia.

Per ciò che si riferisce all'assorbimento dell'onda di spazio, possiamo dunque dire che, a parità di altre condizioni, esso è maggiore per le onde lunghe che per le onde corte; e che il campo magnetico terrestre provoca un massimo relativo di assorbimento in corrispondenza dell'onda di 214 m circa.

Per ciò che si riferisce alla deformazione delle traiettorie, lo spazio ionizzato si comporta come un mezzo rifrangente, avente indice di rifrazione μ, espresso all'incirca dalla formula:

$$\mu = \sqrt{1 - \frac{81\,N}{f^2}}$$

tanto di minore di 1, cioè, quanto più alta è la densità di ionizzazione e quanto più bassa è la frequenza. Ricordando le leggi della rifrazione, si può dunque dire che, per una data lunghezza d'onda, la traiettoria della energia è incurvata verso la terra, quando si passa da strati meno ionizzati a strati più ionizzati (in valore assoluto); è incurvata verso l'alto, quando si passa invece da strati più ionizzati a strati meno ionizzati. L'entità dell'incurvamento, sempre a pari valore di f, è poi funzione della differenza di indice di rifrazione, cioè della differenza di valori di N, fra strati contigui: è dunque funzione

della derivata di N rispetto all'altitudine. A pari distribuzione di N, l'incurvamento è poi maggiore per le onde lunghe che per le onde corte. In definitiva, dunque, il percorso delle onde elettromagnetiche in un mezzo ionizzato dipende da tre elementi: la distribuzione della ionizzazione; la lunghezza dell'onda incidente; il valore dell'angolo di incidenza. Nella fig. 110 sono qualitativamente indicati tre diversi possibili percorsi, per una stessa lunghezza d'onda e per una data ionizzazione, in corrispondenza di tre diversi angoli incidenti. Quando l'angolo di incidenza (misurato rispetto alla verticale) è assai elevato, la densità di ionizzazione forte, e la frequenza bassa, la penetrazione della traiettoria nello strato ionizzato è molto piccola; si usa allora parlare anche di « riflessione » delle onde da parte della ionosfera.

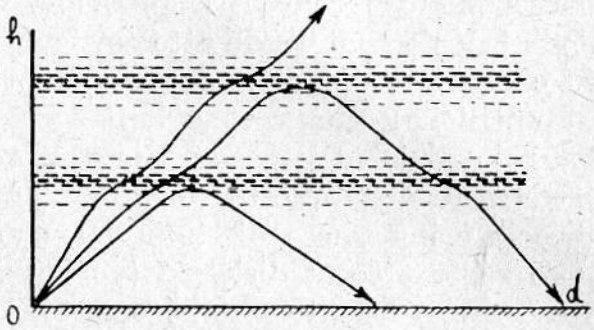


Fig. 110.

Quando un'onda elettromagnetica è rinviata dalla ionosfera verso terra, essa viene da questa riflessa secondo un angolo uguale a quello di incidenza. Poichè la superficie terrestre non è perfettamente conduttrice, vi è assorbimento di energia (tanto maggiore quanto più elevata è la frequenza); la riflessione è cioè parziale.

Durante i processi di rifrazione o riflessione, da parte della ionosfera e della terra, la polarizzazione dell'onda viene, in generale, modificata.

Gli elementi che abbiamo raccolto ci permettono di costruire un quadro qualitativo del modo di propagarsi delle onde elettromagnetiche attorno alla terra. Per comodità di esposizione le raggrupperemo in quattro categorie, a seconda della loro lunghezza.

4. Propagazione delle onde lunghe (15.000 ÷ 545 m; 20 ÷ 550 kHz). — L'onda di superficie è relativamente poco

attenuata; con l'impiego di adeguate potenze, essa può giungere a notevole distanza dal trasmettitore.

L'onda di spazio è energicamente rifratta dalla ionosfera, e subisce forte attenuazione se vi penetra profondamente; respinta verso la superficie terrestre è da questa riflessa, e nuovamente diretta verso l'alto; viaggia, cioè, come fra due superfici sferiche concentriche, quella terrestre e quella interna della ionosfera, subendo attenuazioni ad ogni riflessione. È chiaro che quanto più grande sia (rispetto alla verticale) l'angolo di emissione; quanto maggiore sia cioè (rispetto alla verticale) l'angolo di incidenza con la ionosfera, tanto minore è la sua penetrazione in questa (e quindi l'assorbimento) e tanto più piccolo è il numero di riflessioni, che l'onda subisce per giungere ad una certa distanza (vedi fig. 111). Vi è dunque interesse a che le antenne che emettono onde lunghe concentrino l'irradiazione in direzioni poco discoste dalle orizzontali.

In vicinanza del trasmettitore domina l'onda di superficie; a gran distanza prevale l'effetto dell'onda di spazio; a distanze intermedie le due si compongono. Poichè le due onde componenti hanno seguìto percorsi diversi, la loro risultante non ne è la somma aritmetica: a seconda della distanza dal trasmettitore esse si compongono in modo diverso, e può quindi darsi che, al crescere di essa distanza, nonostante l'aumentato effetto della attenuazione, cresca il valore di essa risultante. Dato poi che l'onda di spazio segue un cammino che dipende dalla distribuzione della ionizzazione, in un determinato punto la risultante stessa presenta, come la ionizzazione, variazioni diurne e stagionali.

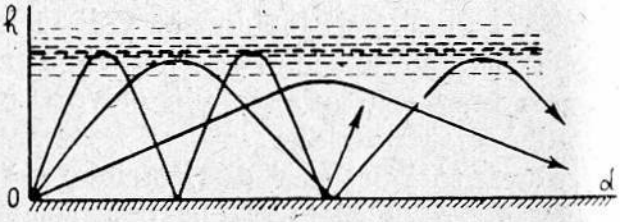


Fig. 111.

In generale, la propagazione si svolge in condizioni più favorevoli durante l'inverno che durante l'estate, e in direzione nord sud (o S. N.) piuttosto che in direzione est ovest (o O. E); forti variazioni si manifestano quando la zona di separazione

fra ombra e luce si trova lungo il percorso dell'energia, in vicinanza della stazione trasmittente, o di quella ricevente.

5. Propagazione delle onde medie (545 ÷ 200 m; 550 ÷ 1500 kHz). — Il comportamento di queste onde è indicato, in via qualitativa, nella fig. 112. La curva a tratto pieno rappresenta l'intensità del campo e. m. dovuta all'onda di superficie; quella a tratti il campo e. m. dovuto all'onda di spazio; la parallela all'asse delle ascisse, che limita la zona tratteggiata, rappresenta il livello dei rumori.

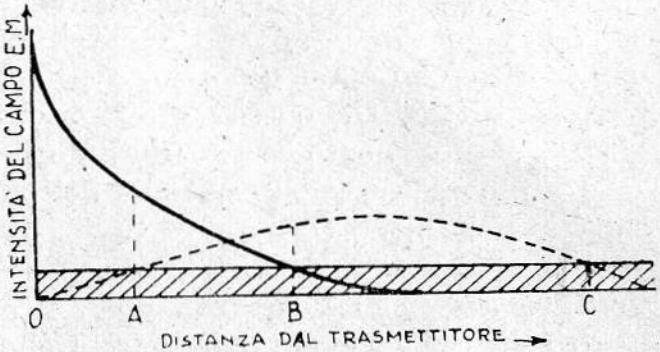


Fig. 112.

Fino alla distanza *OA* la ricezione è assicurata dall'onda di spazio; buona e praticamente esente da variazioni diurne e stagionali.

Dalla distanza *OA* alla distanza *OB*, la ricezione è dovuta all'onda di superficie e all'onda di spazio; la prima già fortemente attenuata, la seconda soggetta a variazioni diurne e stagionali. A causa della interferenza fra le due onde, e per il fatto che quella di spazio segue percorsi che variano con la ionizzazione della ionosfera, la ricezione in questa zona è generalmente mediocre, perchè soggetta a continua fluttuazioni (fading). Se la oscillazione che si vuol ricevere è modulata, cioè somma di più oscillazioni di differenti frequenze, dato che i percorsi relativi a ciascuna di esse sono distinti, può darsi che, mentre l'onda di spazio e quella di superficie per alcune si sommano, si sottraggano invece per altre: si ha allora quella che si chiama la « fluttuazione selettiva », per effetto della quale il segnale può essere deformato in modo non sopportabile.

Dalla distanza *OB* alla distanza *OC*, la ricezione è dovuta all'onda di spazio, soggetta alle variazioni diurne (per le quali,

di solito, è resa impossibile durante il giorno), alle variazioni stagionali, ed alle fluttuazioni che derivano dai mutamenti di percorso.

Talvolta, in uno stesso punto convergono più onde di spazio, corrispondenti ad emissioni sotto diversi angoli, e ciò è causa di supplementari fluttuazioni.

L'area racchiusa nel cerchio di raggio *OA* è quella meglio servita; l'area compresa fra i cerchi di raggi *OA* ed *OB* è quella ove la ricezione è, in generale, peggiore; l'area compresa fra i cerchi di raggi *OB* ed *OC* è, di solito, non servita durante il giorno, discretamente servita durante la notte.

L'accrescimento della potenza del trasmettitore migliora il servizio nella zona *OA*, e ne amplia, di solito il raggio; dato, però, che aumenta anche l'intensità dell'onda di spazio, non migliora gran che la qualità della ricezione nella zona *AB*, che risulta, in generale, allargata. Nella zona fra *OB* ed *OC*, che risulta pure allargata, la ricezione generalmente migliora.

Un beneficio più sensibile, cioè, a parità di potenza totale emessa, un allargamento della zona *OA* ed una riduzione della zona *AB*, si ottiene modificando la direttività dell'antenna, così da accrescere l'onda di superficie, e da proiettare energia verso l'alto sotto angoli tali, ch'essa torni al suolo a distanze non inferiori a quella ove l'onda di superficie praticamente si estingue.

La fig. 112 deve considerarsi deformabile in funzione della frequenza, nel senso che, al crescere di questa, la scala delle distanze deve essere dilatata per il campo dovuto all'onda di superficie (perchè la sua attenuazione cresce), e contratta per il campo dovuto all'onda di spazio (perchè le traiettorie risultano meno energicamente incurvate). Nel campo d'onda esaminato, almeno in via approssimativa, l'attenuazione dell'onda di spazio può esser ritenuta uguale per tutte le frequenze.

6. Propagazione delle onde corte (200 ÷ 10 m; 1500 ÷ ÷ 30.000 kHz). — L'onda di superficie è in questo caso, rapidamente attenuata, cosicchè la ricezione è normalmente affidata all'onda di spazio. A mano a mano che la frequenza cresce, diminuisce l'incurvamento delle traiettorie che penetrano

nella ionosfera, cosicchè quelle che la incontrano sotto i minori angoli di incidenza (rispetto alla verticale) non vengono ricondotte in superficie: in corrispondenza di ogni valore della frequenza, per una data condizione di ionizzazione, esiste perciò un valore minimo (valore critico) dell'angolo di incidenza al quale corrisponde una traiettoria che torna in superficie (vedi fig. 110). Se vi è un solo strato ionizzato, la traiettoria che lo incontra sotto questo angolo minimo è quella che torna al suolo alla minor distanza dal trasmettitore. Se vi sono più strati ionizzati, il fenomeno è più complesso; comunque, siccome l'energia che penetra profondamente nella ionosfera (come quella che oltrepassa uno o più strati) subisce notevole attenuazione, presenta pratica importanza, per ogni frequenza e per ogni condizione di ionizzazione, quella particolare traiettoria che, dopo avere sfiorato lo strato ionizzato inferiore, torna al suolo ad una distanza dal trasmettitore che è la minima possibile. Questa particolare distanza è chiamata « skip-distance ».

La « skip-distance », a parità di altre condizioni, cresce con la frequenza; a pari frequenza è maggiore durante la notte che durante il giorno, e durante l'inverno che durante l'estate.

Se l'onda di superficie è assorbita a distanza minore della « skip-distance », esiste, prima di questa, una cosiddetta « zona di silenzio » nella quale i segnali sono poco o punto percepiti.

Poichè a distanze maggiori della « skip-distance » l'energia può giungere al suolo seguendo diversi percorsi, si producono interferenze, che causano « fading »; si comprende perciò che la frequenza ottima per le comunicazioni su onda corta fra due punti sia quella per la quale la « skip-distance » è leggermente inferiore alla distanza che intercede fra i punti stessi. Per distanze relativamente piccole, dell'ordine di alcune centinaia di chilometri, si usano frequenze di circa 3000 kHz ($\lambda = 100$ m) durante la notte, e di circa 6000 kHz ($\lambda = 50$ m) durante il giorno. Per comunicazioni a grandi distanze, dell'ordine di alcune migliaia di chilometri, si usano frequenze di circa 10 MHz ($\lambda = 30$ m) durante la notte, e di circa 20 MHz ($\lambda = 15$ m) durante il giorno. Per assicurare comunicazioni continue fra

due punti a grande distanza, è bene disporre, oltre che della frequenza diurna e di quella notturna, di una frequenza intermedia, da usarsi in circostanze speciali, quando nessuna delle altre due mostra di corrispondere bene.

Poichè l'energia utile è quella emessa sotto l'angolo che corrisponde, all'incirca, alla « skip-distance », è opportuno che l'antenna trasmittente possegga adatti requisiti di direttività verticale. Gli angoli ottimi di emissione sono, in pratica, compresi fra 10 e 25 gradi rispetto all'orizzonte.

Dato che l'energia si suddivide su parecchi percorsi, può accadere che un dato segnale venga ricevuto più di una volta: si ha così il fenomeno dei segnali multipli. Può anche darsi che nella stazione ricevente giunga energia lungo ambedue gli archi del circolo massimo che passa per il trasmettitore e per il ricevitore; o anche energia che ha fatto una o più volte il giro della terra: si ha in tal caso il fenomeno degli « echi ».

7. Propagazione delle onde ultra corte (minori di 10 m; $f > 30.000$ kHz). — Queste onde sono dette anche « ottiche », perchè si comportano analogamente alle radiazioni luminose. Costituiscono la categoria di onde di cui l'ionosfera non riesce a incurvare le traiettorie, quanto occorre perchè siano ricondotte alla superficie della terra, neanche quando l'emissione è pressochè orizzontale; non esiste dunque, per esse, l'onda di spazio. Il loro confine superiore (massima lunghezza d'onda) dipende dallo stato della ionosfera; è dell'ordine di $10 \div 7{,}5$ m ($f = 30 \div 40$ MHz) durante il giorno, e di circa 20 m ($f = 15$ MHz) durante la notte, con tendenza a diminuire durante l'estate. La loro onda di superficie è rapidamente assorbita; l'unica possibilità di comunicazioni per mezzo di esse rimane dunque il passaggio diretto e rettilineo di energia e. m. dal trasmettitore al ricevitore, disposti ambedue, per quanto è possibile, alti sul suolo.

In tali condizioni l'energia può giungere al ricevitore per due vie: una diretta ed una riflessa (fig. 113). L'energia riflessa, attenuata per l'avvenuto contatto con la superficie terrestre, interferisce con quella diretta, e, generalmente, la attenua. Una

formula che serve assai bene per calcolare il campo F nel punto di ricezione è la seguente:

$$F = \frac{4\,\pi\,h_T\,h_R\,F_1}{\lambda\,d^2}$$

nella quale F_1 è il valore del campo prodotto dall'onda diretta a distanza unitaria dal trasmettitore. Detta formula conferma l'interesse che vi è a far grandi h_T ed h_R e mostra la convenienza di usare onde fra le più corte della banda.

Teoricamente non è possibile effettuare comunicazioni fra punti « che non si vedono »; in pratica, effetti di refrazione, dovuti alla non omogeneità della atmosfera, ed effetti di diffrazione, mitigano questo perentorio verdetto. Quando la non visibilità è dovuta alla curvatura della terra, la formula seguente può servire a prevedere, in via approssimativa, la massima possibile distanza d_m di allacciamento:

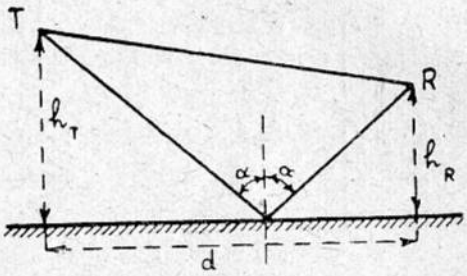


Fig. 113.

$$d_m \simeq 1{,}42\left(\sqrt{h_T} + \sqrt{h_R}\right)$$

nella quale d_m è in km ed h_T ed h_R sono in metri.

Le comunicazioni fra punti che si vedono sono stabili e prive di « fading », e la polarizzazione dell'onda non varia durante il percorso; quando, ad assicurare il collegamento, intervengono fenomeni di diffrazione e di rifrazione, tale stabilità diminuisce.

Risulta evidente, da quanto si è detto, la convenienza di usare antenne che posseggano spiccate qualità direttive.

Capitolo Tredicesimo.

LE ANTENNE.

1. Riassunto delle leggi fondamentali della irradiazione di energia elettromagnetica. — Le formule che dànno il valore istantaneo del campo elettromagnetico, prodotto in un punto P dello spazio vuoto (fig. 114) da una corrente alternativa sinusoidale $i = \mathfrak{J}$ sen ωt, che circola in un conduttore rettilineo, di lunghezza Δl piccola nei confronti della distanza di P da esso, e tale che, istante per istante, il valore di i sia uguale in tutti i punti di Δl (dipolo hertziano) sono:

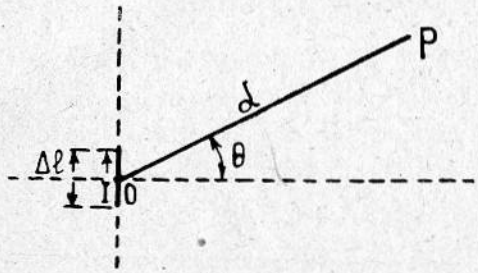


Fig. 114.

$$\Delta F = \frac{60\pi}{\lambda d}(\Delta l)\,\mathfrak{J}\cos\omega\left(t - \frac{d}{v}\right)\cos\theta = \tag{1}$$

$$= \frac{60\,\pi}{v\,d}\,f\,(\Delta l)\,\mathfrak{J}\cos\omega\left(t - \frac{d}{v}\right)\cos\theta$$

$$\Delta H = \frac{1}{3}\Delta F \tag{2}$$

nelle quali

ΔF = valore istantaneo del campo elettrico in volt per metro;

ΔH = valore istantaneo del campo magnetico in weber per metro quadro;

Δl = lunghezza del conduttore nel quale circola la corrente variabile i, in metri;

$\mathfrak{J}$ = ampiezza della corrente alternativa $i = \mathfrak{J}$ sen ωt, in ampere;

d = distanza di P da 0, centro del conduttore, in metri;

f = frequenza della corrente i, in hertz;
ω = $2\pi f$;
t = tempo;
v = velocità della luce = 3.10^8 metri al secondo;
λ = lunghezza d'onda corrispondente alla frequenza f;

$$\left(\lambda = \frac{v}{f}\right), \text{ in metri.}$$

Il campo elettrico giace nel piano di P e di Δl, ed è perpendicolare ad OP; il campo magnetico è perpendicolare al piano di OP e di Δl; il fronte dell'onda, che contiene ΔF e ΔH è perpendicolare ad OP; la potenza P_1, che transita attraverso una superficie di un metro quadrato perpendicolare ad OP è uguale a $0{,}265(\Delta F)^2$ watt (se ΔF è il valore efficace del campo in volt per metro); il suo valore istantaneo è proporzionale a $\cos^2 \omega \left(t - \frac{d}{v}\right)$: essa è dunque pulsativa (con frequenza $2f$) e unidirezionale.

Le formule (1) e (2), che esprimono il valore del campo elettromagnetico, valgono, come si è detto, per d molto grande nei confronti con Δl. A piccola distanza dal dipolo, il valore di ΔF è espresso dalla formula

$$\Delta F = \frac{60\,\pi}{\lambda\, d}\,(\Delta l)\,\mathfrak{J} \cos \omega \left(t - \frac{d}{v}\right) \cos \theta - \tag{3}$$
$$- \frac{30}{d^2}\,(\Delta l)\,\mathfrak{J} \operatorname{sen} \omega \left(t - \frac{d}{v}\right) \cos \theta$$

e quello di ΔH è ancora

$$\Delta H = \frac{1}{3}\,\Delta F$$

Come si vede, il secondo addendo è sfasato di 90° rispetto al primo (seno invece di coseno); è uguale a questo, in ampiezza, per $d = \frac{\lambda}{2\pi}$; e si attenua rapidamente al crescere di d. Viene chiamato « campo di induzione del dipolo ».

Il valore del campo elettromagnetico F, H, in P, dovuto ad una antenna di forma e dimensioni qualsiasi, si ottiene componendo (in ampiezza, direzione e fase) i campi elementari dovuti agli elementi Δl, nei quali può immaginarsi suddivisa l'antenna stessa; occorre dunque, per calcolarlo, conoscere la distribuzione della corrente nell'antenna.

Una antenna che sia costituita da un filo omogeneo (o da una struttura omogenea), avente un estremo connesso alla terra e l'altro isolato, e che venga alimentata al suo piede (connessione con la terra) mediante una sorgente di f. e. m. alternativa sinusoidale, è un circuito con costanti distribuite, di tipo analogo ad uno di quelli (linea aperta), che abbiamo studiato nel Cap. III. La differenza sostanziale consiste nel fatto che, in generale, essa non è disposta orizzontalmente, e quindi la sua induttanza e le sue capacità unitarie non sono rigorosamente costanti; ma la pratica dimostra che tale fatto può esser trascurato.

La distribuzione della corrente può dunque esser prevista, mediante le formule già date (Cap. III); essa è nulla all'estremo libero, e pressochè nulla nei punti che distano un numero intero di mezze lunghezze d'onda da tale estremo; è invece massima nei punti che distano, dall'estremo stesso, un numero dispari di quarti di lunghezza d'onda. Se f è la frequenza della f. e. m. alternativa sinusoidale di alimentazione, tra la f e la lunghezza d'onda λ esiste il legame:

$$\lambda = \frac{v}{f}$$

nel quale v è, quasi esattamente, la velocità della luce. Come abbiamo visto, l'antenna entra in risonanza tutte le volte che la sua lunghezza l è uguale ad un multiplo dispari di quarti di lunghezze d'onda (risonanza di corrente).

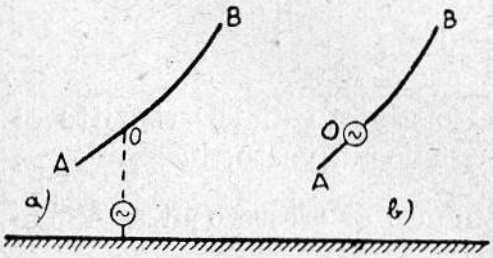


Fig. 115.

Se l'antenna ha liberi ambedue gli estremi A, B (fig. 115)

ed è alimentata in un punto intermedio O, essa può essere considerata come costituita da due antenne OA ed OB, alimentate in parallelo; affinchè tutta l'antenna sia in risonanza, occorre allora che lo siano ambedue le parti OA, OB.

Se l'alimentazione è « di tensione » se cioè si fa in modo da mantenere in O una differenza di potenziale alternativa sinusoidale rispetto alla terra (fig. 115 *a*), per la risonanza (di tensione) occorre che tanto OA quanto OB abbiano lunghezza che sia un multiplo pari di quarti di lunghezza d'onda.

Se l'alimentazione è « di corrente » tale cioè da provocare in O una corrente alternativa sinusoidale (fig. 115 *b*), per la risonanza (di corrente) occorre che tanto OA quanto OB abbiano lunghezza che sia un multiplo dispari di quarti di lunghezza d'onda.

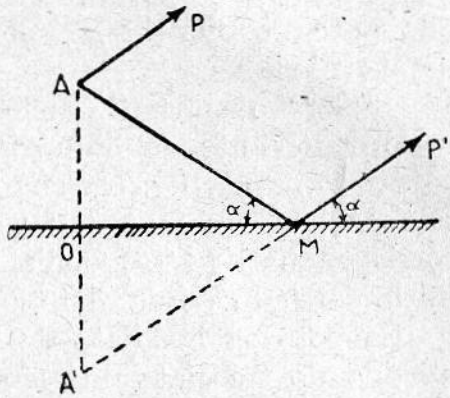


Fig. 116.

A parte la posizione di O, occorre dunque, in ambedue i casi, che la lunghezza totale dell'antenna sia uguale ad un numero intero di mezze lunghezze d'onda.

Se l'antenna non ha struttura omogenea, la si può immaginare suddivisa in tronchi omogenei; il calcolo risulta complicato, ma non presenta difficoltà concettuali.

Se infine un'antenna presenta un'impedenza terminale (nella pratica, spesso, una capacità), anzichè usare le formule relative alla linea aperta si useranno quelle relative alla linea chiusa sopra un'impedenza nota. L'antenna, in tali casi, si dice « caricata ».

Quando una antenna è vicina al suolo, alla energia da essa direttamente irradiata in una certa direzione, deve aggiungersi (comporsi) quella riflessa dal terreno (fig. 116). Se immaginiamo la superficie terrestre perfettamente conduttrice, l'effetto che si ottiene è uguale a quello che si avrebbe sostituendo alla superficie stessa una seconda antenna (« antenna immagine »),

simmetrica della prima rispetto al piano orizzontale di terra. Nella fig. 116, A rappresenta un elemento infinitesimo dell'antenna reale; A' l'elemento infinitesimo corrispondente dell'antenna immagine; OM la traccia della superficie terrestre; AP il raggio diretto; AMP' il raggio riflesso, che può considerarsi emesso da A'.

Per disegnare l'antenna immagine valgono le due regole seguenti:

1°) L'antenna immagine è ortogonalmente simmetrica alla antenna effettiva, rispetto alla superficie terrestre considerata piana.

2°) Le correnti, nelle parti corrispondenti dell'antenna reale e dell'antenna immagine hanno uguale intensità e senso contrario. Nella fig. 117 sono rappresentati, con diverso orientamento, tre elementi (AB) dell'antenna reale e i tre elementi corrispondenti ($A'B'$) dell'antenna immagine; mentre nei primi la corrente va da A in B, nei secondi va da B' in A'.

La potenza irradiata da una antenna si può calcolare immaginando tracciata una sfera di raggio grandissimo (nei confronti con le dimensioni dell'antenna), con centro nel baricentro dell'antenna, e formando l'integrale, esteso a tutta la sfera, della potenza che transita attraverso l'elemento unitario di superficie della sfera stessa. Come abbiamo detto, tale potenza è pulsativa. Se ne indichiamo con P_r il valor medio, e poniamo

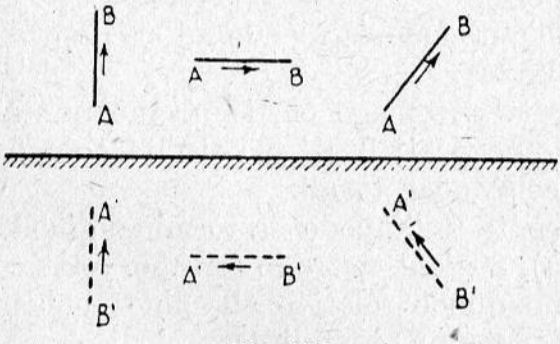


Fig. 117.

$$P_r = R_r I^2$$

ove I rappresenta il valore efficace della corrente in un particolare punto prefissato dell'antenna, viene definita la «resistenza di radiazione» R_r dell'antenna. Di solito, quando non si avverta il contrario, si assume per I il valore efficace della corrente nel punto dell'antenna ove essa raggiunge il suo massimo valore (massimo ventre di corrente).

La resistenza R_r misura le cause dissipative « utili » dell'antenna; ad essa bisogna aggiungere una R_p, che tien conto delle perdite di energia per effetto joule nell'antenna, nei suoi supporti, nel suo eventuale collegamento con la terra, e nei corpi ad essa vicina; che misura cioè le cause dissipative vere e proprie. La resistenza totale R dell'antenna è dunque

$$R = R_r + R_p$$

Il rapporto

$$\eta = \frac{R_r}{R} = \frac{R_r}{R_r + R_p}$$

si dice « rendimento di radiazione ». Esso misura il rapporto fra l'energia irradiata (energia utile) e l'energia che il generatore cede all'antenna.

Nella fig. 118 è indicato il valore della resistenza di radiazione di un filo rettilineo, isolato nello spazio, in funzione della sua lunghezza, espressa in lunghezze d'onda.

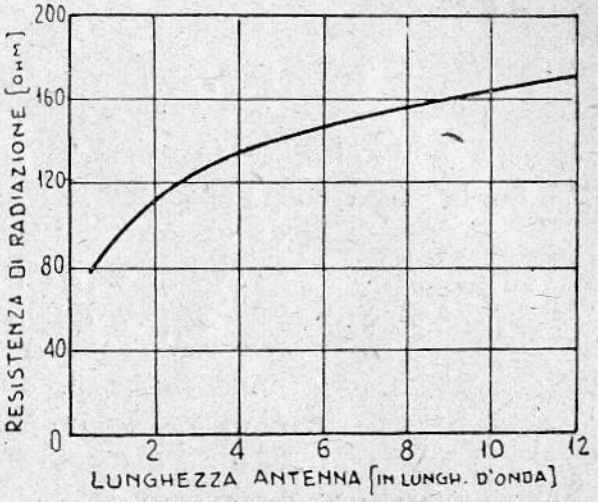


Fig. 118.

Un altro elemento caratteristico di un'antenna è l' « altezza efficace ». Si definisce come tale l'altezza di un' antenna rettilinea, ovunque percorsa dalla corrente I di riferimento, che produca lo stesso campo elettromagnetico dell'antenna reale.

2. Proprietà fondamentali delle antenne riceventi. — Una antenna, non alimentata da alcuna sorgente di energia elettrica, disposta nel campo elettromagnetico F, H di un'onda elettromagnetica, ne assorbe energia. La f. e. m. indotta dal

campo in questa antenna, lungo tutta la sua lunghezza, ha, per ogni elemento infinitesimo dl di lunghezza dell'antenna stessa, il valore:

$$dE = F dl \cos \varphi \cos \psi$$

ove F è il campo elettrico dell'onda (in volt per metro), φ è l'angolo fra il piano di polarizzazione dell'onda e. m. e la direzione dell'elemento dl, e ψ è l'angolo fra il fronte dell'onda e la direzione dell'elemento dl. Integrando l'espressione di dE per tutta la lunghezza l dell'antenna, si trova il valore della forza elettromotrice totale in essa indotta

$$E = F \int_0^l \cos \varphi \cos \psi \, dl = F h_e$$

La lunghezza

$$h_e = \int_0^l \cos \varphi \cos \psi \, dl$$

si chiama l' « altezza efficace » dell'antenna ricevente.

Se in serie con l'antenna ricevente esiste una impedenza di carico (di utilizzazione) $z_u = R_u + jX_u$, e se con $z_a = R_a + jX_a$ si indica l'impedenza dell'antenna, possiamo sostituire allo schema reale quello equivalente rappresentato nella fig. 119, ove una forza elettromotrice $E = Fh_e$ agisce in un circuito costituito dalle z_a e z_u, disposte in serie. Il valore efficace I della corrente che percorre tale circuito, se F è il valore efficace del campo dovuto all'onda, è dato da:

Fig. 119.

$$I = \frac{F h_e}{\sqrt{(R_a + R_u)^2 + (X_a + X_u)^2}}$$

La potenza P_T sottratta al campo elettromagnetico è espressa da:

$$P_T = (R_a + R_u) I^2 = \frac{(R_a + R_u)(F h_e)^2}{(R_a + R_u)^2 + (X_a + X_u)^2}$$

Quando $X_a + X_u = 0$, l'antenna si dice in risonanza, ed il valore della P_T è massimo, ed uguale a

$$P_{Tm} = \frac{(F\,h_e)^2}{R_a + R_u}$$

La parte P_u della potenza totale massima P_{Tm}

$$P_u = \frac{R_u}{(R_a + R_u)^2}\,(F\,h_e)^2$$

costituisce la potenza utile; la rimanente:

$$P_a = \frac{R_a}{(R_a + R_u)^2}\,(F\,h_e)^2$$

costituisce invece la potenza assorbita dall'antenna.

Come in tutti i casi analoghi, è facile vedere che, a parità di altre condizioni, il valor massimo della potenza utile si ha per $R_a = R_u$. In tali condizioni:

$$P_{um} = \frac{1}{4\,R_a}\,(F\,h_e)^2$$

Come abbiamo visto, la resistenza totale dell'antenna si compone della resistenza di radiazione R_r e della resistenza di dissipazione R_p. È, cioè, $R_a = R_r + R_p$. Della potenza P_a, la parte

$$P_{ap} = \frac{R_p}{(R_a + R_u)^2}\,(F\,h_e)^2$$

copre dunque le perdite per effetto joule nell'antenna, nei supporti, ecc.; la parte rimanente

$$P_r = \frac{R_r}{(R_a + R_u)^2}\,(F\,h_e)^2$$

è invece reirradiata.

Il campo e. m., in vicinanza di un'antenna ricevente, è la risultante del campo e. m. incidente e di quello dovuto alla corrente nell'antenna: questa attenua, dunque, e deforma l'onda e. m. che la investe.

È intuitivo che il comportamento di una antenna non può dipendere da *come* è stata prodotta la f. e. m. che in essa agisce; che cioè essa si comporta ugualmente quando funziona come trasmittente o come ricevente. Questa intuizione, che già risulta avvalorata dalle considerazioni svolte, e che può essere confermata mediante trattazioni analitiche più approfondite, viene espressa nei cosiddetti « teoremi di reciprocità » dei quali enunciamo uno dei più noti:

« Se una forza elettromotrice E, inserita in un certo punto « di una antenna 1, provoca il fluire di una corrente I in un « certo punto di una seconda antenna 2, la stessa forza elet- « tromotrice E, inserita in questo punto dell'antenna 2, pro- « voca nell'antenna 1, laddove era applicata la E, il fluire di « una corrente I, uguale in grandezza ed in fase a quella che » prima fluiva nell'antenna 2 ».

3. Direttività delle antenne semplici. — Come mostra la (1), un elemento di antenna non emette ugualmente in tutte le direzioni: esso possiede cioè proprietà direttive. L'emissione è massima nelle direzioni nel suo piano equatoriale ($\cos\theta = 1$), minima (nulla) lungo il suo asse ($\cos\theta = 0$). Poichè l'emissione di una antenna è la risultante di quelle dei suoi singoli elementi, possiamo dire che qualsiasi antenna possiede, in generale, proprietà direttive.

È relativamente facile, anche se talvolta laborioso, calcolare il valore del campo per tipi semplici di antenne, e tracciare i relativi diagrammi di radiazione. Diamo a titolo di esempio, le formule relative a tre casi particolari.

1°) Filo rettilineo nello spazio, lontano dal suolo, lungo un numero dispari di mezze lunghezze d'onda.

$$F = \frac{60\,I}{d}\,\frac{\cos\left(\pi\frac{l}{\lambda}\cos\theta\right)}{\operatorname{sen}\theta}$$

Nella quale:

F = valore efficace del campo (in volt per metro);
d = distanza dall'antenna, in metri;

I = valore efficace della corrente in un ventre di corrente, in ampere;
l = lunghezza dell'antenna, in metri;
λ = lunghezza d'onda, in metri;
θ = angolo fra la direzione considerata e l'antenna.

2°) Filo come sopra, lungo un numero pari di mezze lunghezze d'onda:

$$F = \frac{60\,I}{d}\,\frac{\operatorname{sen}\left(\pi\,\frac{l}{\lambda}\cos\theta\right)}{\operatorname{sen}\theta}$$

I simboli conservano il significato che avevano nel caso precedente.

3°) Filo rettilineo, verticale, di lunghezza qualsiasi, connesso alla terra, supposta perfettamente conduttrice.

$$F = \frac{60\,I}{d}\left[\frac{\cos 2\pi\,\frac{l}{\lambda} - \cos\left(2\pi\,\frac{l}{\lambda}\operatorname{sen}\theta\right)}{\cos\theta}\right]$$

Tutti i simboli, meno θ, conservano il significato che avevano nei due casi precedenti; θ è invece l'angolo di elevazione rispetto al suolo.

Nella fig. 120 sono riprodotti (qualitativamente) alcuni diagrammi polari di radiazione per antenne rettilinee distanti dalla terra (l'antenna è disegnata orizzontale). Come si vede, il diagramma polare presenta dei «lobi», il cui numero cresce con la lunghezza dell'antenna (espressa in mezze lunghezze d'onda). Il diagramma polare nello spazio (a tre dimensioni) si ottiene facendo ruotare il diagramma polare piano, di 180°, attorno all'asse orizzontale (antenna).

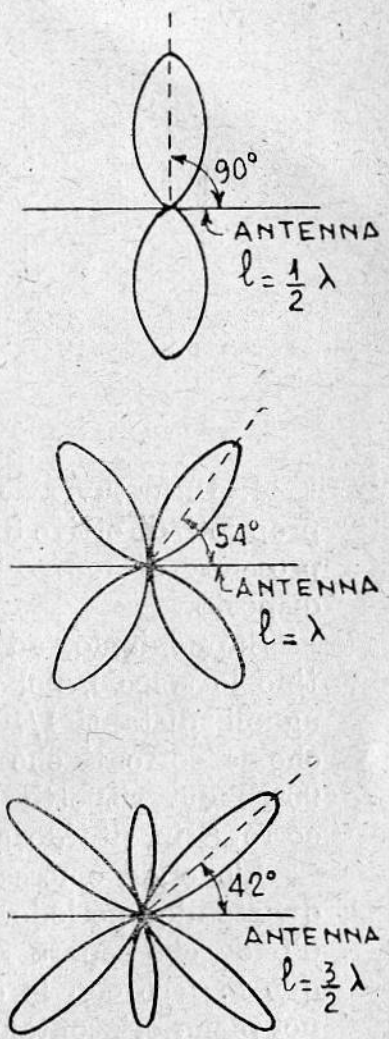


Fig. 120.

Nella fig. 121 sono rappresentati (qualitativamente) alcuni diagrammi relativi ad antenne verticali connesse con la terra.

Il diagramma spaziale si ottiene, qui, facendo ruotare il diagramma piano, di 180°, intorno all'asse verticale (antenna).

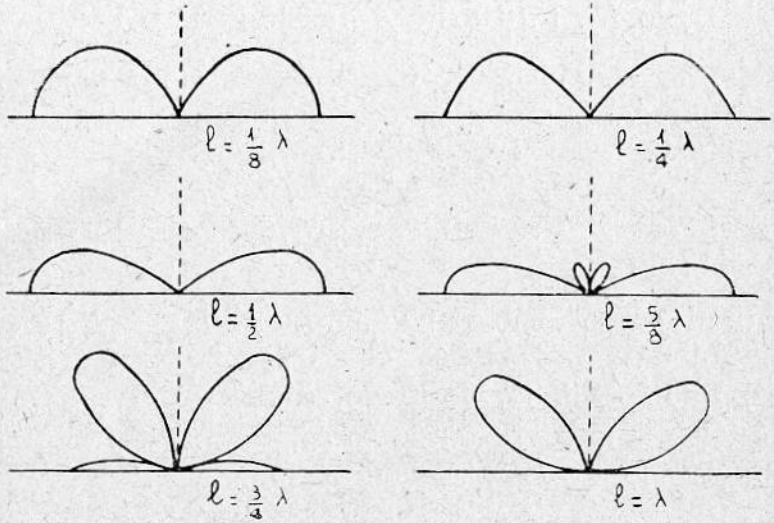


Fig. 121.

4. Direttività dei sistemi di antenne semplici. — Le proprietà direttive di un'antenna possono essere accentuate dalla presenza di una o più altre antenne simili, opportunamente disposte.

Supponiamo, ad esempio, che A e B (fig. 122) rappresentino le traccie, nel piano orizzontale, di due antenne verticali uguali, distanti 1/4 di lunghezza d'onda, ed eccitate in modo che le correnti che le percorrono siano uguali, ma sfasate di 90° l'una rispetto all'altra; e precisamente quella che percorre B in ritardo su quella che percorre A.

L'energia emessa da A impiega un tempo t, uguale ad un quarto del periodo T, per percorrere il quarto di lunghezza d'onda che separa A da B; quando giunge in B si trova dunque in fase con la energia emessa da B: in tutti i punti che, nel piano orizzontale, si trovano nella direzione OB, il campo F prodotto dalle due antenne si somma dunque aritmeticamente.

L'energia emessa da B impiega un quarto del periodo T per percorrere il quarto di lunghezza d'onda che separa B da A; quando giunge in A si trova dunque in opposizione di fase con la energia emessa da A: in tutti i punti che, nel piano orizzontale, si trovano nella direzione OA, il campo F prodotto dalle due antenne si sottrae aritmeticamente; e poichè le due energie sono praticamente uguali (trascurando la diversa attenuazione dovuta alla piccola differenza di distanza) la risultante è praticamente nulla. In tutti i punti della retta MN l'energia prodotta dalla antenna A giunge in anticipo di 90° su quella prodotta dalla antenna B; il campo risultante F è dunque uguale a $\sqrt{F_1^2 + F_2^2} = \sqrt{2}\, F_1$ (F_1 = campo prodotto dall'antenna $A = F_2$ = campo prodotto dall'antenna B). Per i punti situati su direzioni (orizzontali) intermedie (come OS) il campo F assume un valore compreso fra 0 e $2F_1$. Il diagramma polare orizzontale (polo 0) del campo è la cardioide rappresentata in figura.

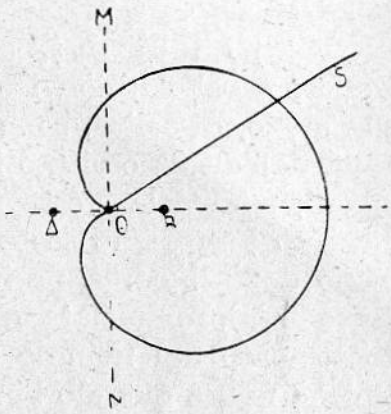


Fig. 122.

I più comuni tipi di sistemi di antenne semplici (di solito antenne rettilinee, di lunghezza pari a $\frac{\lambda}{2}$, che vengono dette «dipoli») sono:

1°) La «fila», che è l'estensione del caso citato prima a titolo di esempio: n antenne complanari; uguali; disposte perpendicolarmente ad una stessa retta, e con i loro centri su di essa; ad uguale distanza δ l'una dall'altra; eccitate in modo da esser percorse da correnti uguali, ma sfasate di un angolo φ, uguale, per due antenne contigue, a $2\pi \frac{\delta}{\lambda}$, e tale che la corrente nella antenna r^{ma} risulti sempre in anticipo, o sempre in ritardo, su quella nella antenna $(r-1)^{ma}$, qualunque sia il va-

lore di $r(r = 1, 2,..., n)$. L'irradiazione è massima in uno dei due sensi dell'asse della fila, (retta che congiunge i centri delle n antenne), minimo in quello opposto. La direttività è tanto più pronunciata, in generale, quanto maggiore è il numero delle antenne.

2°) La « linea », costituita da n antenne complanari; uguali; parallele; con i centri disposti sopra una stessa retta, alla quale, di solito, sono perpendicolari; ad uguale distanza δ l'una dall'altra; eccitate in modo da esser percorse da correnti uguali, avanti la stessa fase (eccitazione in parallelo). L'irradiazione è massima secondo le due direzioni perpendicolari al piano della linea. A parità di altre condizioni, la direttività è tanto più pronunciata quanto più lunga è la linea, indipendentemente dal numero n delle antenne che la compongono, almeno fino a quando l'intervallo δ non supera un certo valore critico, dell'ordine di $3/4\ \lambda$.

3°) La « colonna », costituita da n antenne, uguali, disposte lungo una stessa retta, ad uguali intervalli δ l'una dall'altra (δ = distanza fra i centri di due antenne contigue), eccitate in modo da essere percorse da correnti uguali, aventi la stessa fase. L'irradiazione è massima nel piano equatoriale della colonna (piano passante per il centro della colonna e ad essa perpendicolare). La direttività è tanto più pronunciata quanto più lunga è la colonna, indipendentemente dal numero n delle antenne che la compongono, almeno fino a quando l'intervallo δ non supera un certo valore critico, dell'ordine di λ.

L'insieme di più file, o di più linee, o di più colonne, disposte in uno stesso piano, parallelamente l'una all'altra, ugualmente distanziate, ed eccitate in parallelo, costituisce una « cortina ». I più comuni tipi di cortina sono:

1°) L'insieme di m linee orizzontali di antenne verticali disposte in un piano verticale (fig. 123 a; $m = 3$).

2°) L'insieme di m colonne orizzontali disposte in un piano verticale (fig. 123 b; $m = 5$).

3°) L'insieme di m linee orizzontali di dipoli, alternativamente inclinati di $\pm 45°$ sui rispettivi assi, disposte in un piano verticale (cortina Chirex-Mesny; fig. 123 c; $m = 3$).

Poichè le cortine ora indicate hanno tutte un massimo di direttività nelle due direzioni perpendicolari al loro piano, quando, come normalmente accade, si vuole concentrare l'energia emessa in una sola di tali direzioni, si adoperano « file di cortine », usualmente costituite da due elementi (cortine).

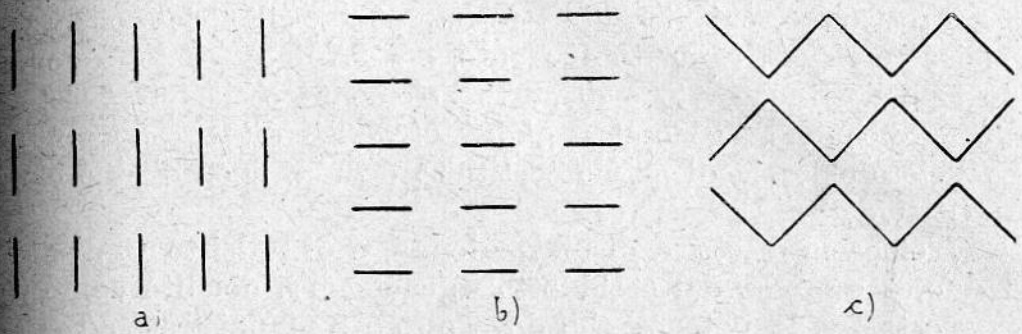


Fig. 123.

Come già abbiamo visto, perchè la « fila » abbia giuste proprietà direttive, occorre che i suoi elementi siano eccitati con opportuna differenza di fase. Si può ottenere questo mediante due separate sorgenti di alimentazione, od anche usando una unica sorgente, ed interponendo fra essa e l'elemento un opportuno organo sfasatore; ma è più comodo alimentare un solo elemento, e lasciare che gli altri vengano induttivamente alimentati da questo. Se con z_{12} si indica la mutua impedenza fra l'elemento 1 e l'elemento 2, con z_2 l'impedenza propria dell'elemento 2, con $\bar{I}$, e con $\bar{I}_2$ (vettori) le rispettive correnti, si ha

$$\bar{I}_2 = \frac{z_{12}\,\bar{I}_1}{z_2}$$

relazione (vettoriale) che mostra la possibilità di regolare la fase di $\bar{I}_2$ rispetto a quella di $\bar{I}_1$ agendo sul valore del rapporto $\frac{z_{12}}{z_2}$.

In pratica si usano quasi sempre, come si è detto, file di due elementi (di solito due cortine), disposti a circa un quarto

di lunghezza d'onda l'uno dall'altro, e con tale valore di z_2 che $\bar{I}_2$ risulti sfasata di circa un quarto di periodo *in anticipo* su $\bar{I}_1$; con ciò il massimo di irradiazione si ha nel senso dall'elemento 2 all'elemento 1; l'elemento 2 si chiama riflettore.

Talvolta, quando si opera con onde molto corte, il riflettore è costituito da una superficie metallica, continua o a struttura reticolare, cui vien data forma piana, cilindrica o parabolica; e rispettivamente di fronte, o sulla linea focale, o nella regione del fuoco, viene disposto l'elemento eccitato. Il sistema presenta, in generale, minori difficoltà di regolazione, e maggiore efficacia di quello costituito da una linea di due elementi uguali.

L'efficacia direttiva di una antenna, o di un sistema di antenne, è espressa dal cosiddetto « guadagno », definito come il rapporto fra la potenza che deve essere somministrata ad una « antenna tipo » per produrre un certo campo nella direzione desiderata, e la potenza che occorre invece somministrare all'antenna direttiva, per avere la stessa intensità di campo nella stessa direzione. Così, ad esempio, un guadagno 100 (20 decibel) indica che l'antenna direttiva richiede soltanto 1/100 della potenza che occorrerebbe all'antenna tipo per produrre un uguale campo nella direzione considerata; oppure che, a pari potenza, l'antenna direttiva provoca, in quella direzione, un campo che è 10 volte più grande di quello dovuto all'antenna tipo.

Come antenna tipo si usa prendere una antenna filare rettilinea, lunga mezza onda, disposta ed orientata in un definito modo, arbitrariamente scelto; oppure una delle antenne elementari che costituiscono il sistema direttivo che si considera.

5. L'antenna « Beverage ». — Le antenne usate nella pratica sono, per varietà di tipi, assai più numerose di quelle che abbiamo sommariamente descritto; il loro funzionamento è tuttavia interpretabile, con relativa facilità, alla luce dei principi che siamo venuti man mano esponendo.

Mentre rimandiamo, per la loro descrizione, a trattati specializzati, diamo alcuni cenni sommari sull'antenna « Beve-

rage », che (nella forma originaria semplice che descriveremo) viene praticamente usata soltanto per la ricezione di onde lunghe, ed è stata la prima, in ordine di tempo, ad utilizzare una proprietà dei circuiti a costanti distribuite, non risonanti.

Abbiamo visto (Cap. III) che una linea chiusa alla sua estremità sulla sua impedenza caratteristica z_0, si comporta come se fosse indefinita; a questa estremità non si producono, cioè, quelle riflessioni, parziali o totali, di tensione e di corrente, che dànno origine al fenomeno delle onde stazionarie, con conseguente creazione di nodi e di ventri. L'antenna « Beverage » (fig. 124), utilizza questa proprietà: è costituita da un filo conduttore rettilineo, di lunghezza compresa fra mezza onda e parecchie onde (a seconda della lunghezza d'onda che si vuol ricevere, della natura del conduttore, di quella del terreno ecc....), disposto parallelamente al suolo, ad una altezza dell'ordine di alcuni metri (3 ÷ 7), nella direzione di provenienza dell'onda, che si suppone viaggiante da A verso B. L'estremo A è connesso alla terra attraverso una impedenza uguale a quella caratteristica della linea; l'estremo B è connesso al ricevitore. Come abbiamo visto nel capitolo precedente, la polarizzazione di un'onda lunga, nei pressi del suolo, è pressochè verticale; esiste cioè una piccola componente orizzontale del campo elettrico. Questa componente orizzontale induce, in ciascun elemento dell'antenna una forza elettromotrice, e vi provoca quindi l'insorgere di una differenza di potenziale (rispetto alla terra), e di una corrente, che si propagano lungo la linea, nei due sensi, con velocità prossima a quella della luce. Quelle di tali perturbazioni che viaggiano nel senso BA passano alla terra, attraverso z_0, senza dar luogo a riflessioni; quelle che si propagano nel senso AB si sommano aritmeticamente (o quasi) all'estremo B. Consideriamo infatti i potenziali elementari dovuti alla forze elettromotrici che nascono in due punti diversi, M_1 ed M_2, a distanza d l'uno dall'altro;

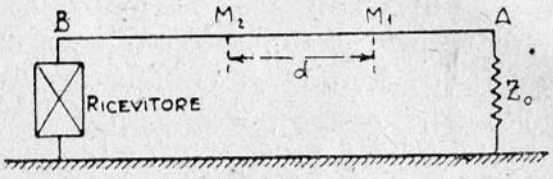


Fig. 124.

il primo, per giungere in B, impiega, più del secondo, un tempo $\frac{d}{v_1}$ (v_1 = velocità di propagazione lungo la linea); ma è stato provocato, dall'onda investitrice, con anticipo di $\frac{d}{v}$ (v = velocità dell'onda elettromagnetica) sullo stesso valore di potenziale provocato in M_2; fintantochè v_1 e v possono essere considerate uguali (in pratica, fintantochè la distanza fra M_1 ed M_2 non supera alcune lunghezze d'onda), i due arrivano perciò in B con uguale fase, e quindi vi si sommano aritmeticamente.

Un certo numero di antenne, anche trasmittenti, che utilizzano questo principio, viene usato nella pratica; costituiscono la categoria delle antenne «non risonanti», e presentano il pregio di avere un comportamento non critico nei riguardi della frequenza: possono cioè essere usate entro una banda relativamente estesa di lunghezze d'onda (rapporto fra lunghezze d'onde estreme circa $2\frac{1}{2}$) senza richiedere particolari regolazioni. Le più note sono l'antenna a V (V orizzontale; e V verticale, col vertice in alto), e l'antenna romboidale (orizzontale).

6. La alimentazione delle antenne. — Necessità di vario ordine, specialmente nei grandi centri di trasmissione e di ricezione, dove esistono molti apparati, impediscono, di solito, che l'antenna sia collocata nelle immediate vicinanze del generatore o del ricevitore. Sorge allora il problema del convogliamento della energia di alta frequenza, dal generatore a ciascuna antenna, o da queste al rispettivo ricevitore.

I principali requisiti che debbono possedere le linee di alimentazione sono due: irradiazione, o captazione, minima (possibilmente nulla); perdite minime. Al primo si provvede mediante linee bifilari o schermate: facendo cioè in modo che presso ad ogni elemento di linea percorso da una corrente I, o nel quale viene indotta una f. e. m. E, se ne trovi un altro percorso da corrente $-I$, o nel quale viene indotta una f. e. m. $-E$; oppure sottraendo la linea agli influssi esterni. Al secondo si provvede mediante l'accurata scelta dei materiali

(conduttori e isolanti) che costituiscono la linea; e, se questa è lunga, e deve convogliare quantità notevoli di energia, facendo in modo ch'essa funzioni in regime di onde progressive, così che non vi sia va e vieni di energia da un estremo all'altro: chiudendola, in altri termini, sulla sua impedenza caratteristica.

I tipi più comuni di linee di trasmissione sono: la bifilare, costituita da due conduttori nudi paralleli; la tubolare, costituita da due conduttori nudi cilindrici coassiali; la quadrifilare costituita da quattro conduttori nudi paralleli, le cui traccie in un piano normale siano i vertici di un quadrato, e nella quale i fili diagonalmente opposti sono elettricamente in parallelo; la intrecciata, costituita da due conduttori rivestiti di materiale isolante, avvolti l'uno sull'altro.

Negli apparati trasmittenti, specialmente in quelli di media o grande potenza, vengono normalmente usate le prime due. La bifilare è più economica, ma sensibile alle intemperie, e non immune da irradiazione; la tubolare è più costosa, ma di funzionamento più sicuro e regolare, specialmente quando fatta èrmetica, e riempita con gas inerte (di solito azoto); gli isolatori che mantengono centrato il cilindro interno rispetto a quello esterno sono costruiti con materiale dielettrico a bassissime perdite, di ottima qualità.

Negli apparati riceventi vengono normalmente usate le due ultime; la quadrifilare dà luogo a bassissime perdite, ed è molto ben bilanciata: cioè praticamente immune da captazione; la intrecciata è più economica, ma, a causa della forte aliquota di materiale dielettrico, da luogo a perdite relativamente alte; la si usa soltanto per coprire brevi distanze, nel qual caso viene anche talvolta impiegata per piccoli apparati trasmittenti.

Le più importanti caratteristiche elettriche di una linea sono (vedi Cap. III):

1°) La impedenza caratteristica z_o. Per le applicazioni radiotecniche si può ritenere che sia:

$$z_o = R_o = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$$

essendo L_1 e C_1, rispettivamente, la induttanza e la capacità per unità di lunghezza.

Per la linea bifilare è:

$$R_o = 276 \log_{10} \frac{b}{a} \text{ (ohm)}$$

Per la linea tubolare è:

$$R_o = 138 \log_{10} \frac{b}{a} \text{ (ohm)}$$

Nella prima di queste formule, b rappresenta la distanza fra i due conduttori; a il loro raggio. Nella seconda, b rappresenta il raggio interno del conduttore esterno; a il raggio esterno del conduttore interno. Nella pratica normale, R_o si fa dell'ordine di 600 ohm nella linea bifilare; dell'ordine di 75 ohm nella linea tubolare.

2°) La costante di attenuazione α. Per le applicazioni radiotecniche si può ritenere che sia:

$$\alpha = \frac{R_1}{2 R_o} + \frac{G_1 R_o}{2}$$

essendo R_1 e G_1, rispettivamente, la resistenza e la conduttanza di dispersione per unità di lunghezza.

Per la linea bifilare è:

$$R_1 = 83{,}2 \frac{\sqrt{f}}{a} \cdot 10^{-7} \text{ ohm per metro}$$

Per la linea tubolare è:

$$R_1 = 41{,}6 \sqrt{f} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) \cdot 10^{-7} \text{ ohm per metro}$$

In queste due formule, f rappresenta la frequenza, in periodi per secondo (Hz); a e b hanno i significati loro attribuiti nelle espressioni della R_o.

Abbiamo detto che, per evitare le onde stazionarie, la linea deve essere chiusa sulla sua impedenza caratteristica; occorre dunque che l'antenna presenti, ai suoi morsetti di attacco,

una impedenza uguale alla R_o della linea. Ciò si ottiene « adattando » l'impedenza della antenna alla linea, sia mediante organi intermedi di accoppiamento, sia mediante speciali accoppiamenti diretti (fig. 125). Nella fig. 125 *a* l'adattamento è ottenuto mediante due circuiti accordati, accoppiati induttivamente: variando l'accordo, l'accoppiamento, e il numero delle spire fra le prese mobili della linea e dell'antenna, si può conseguire il risultato che si desidera.

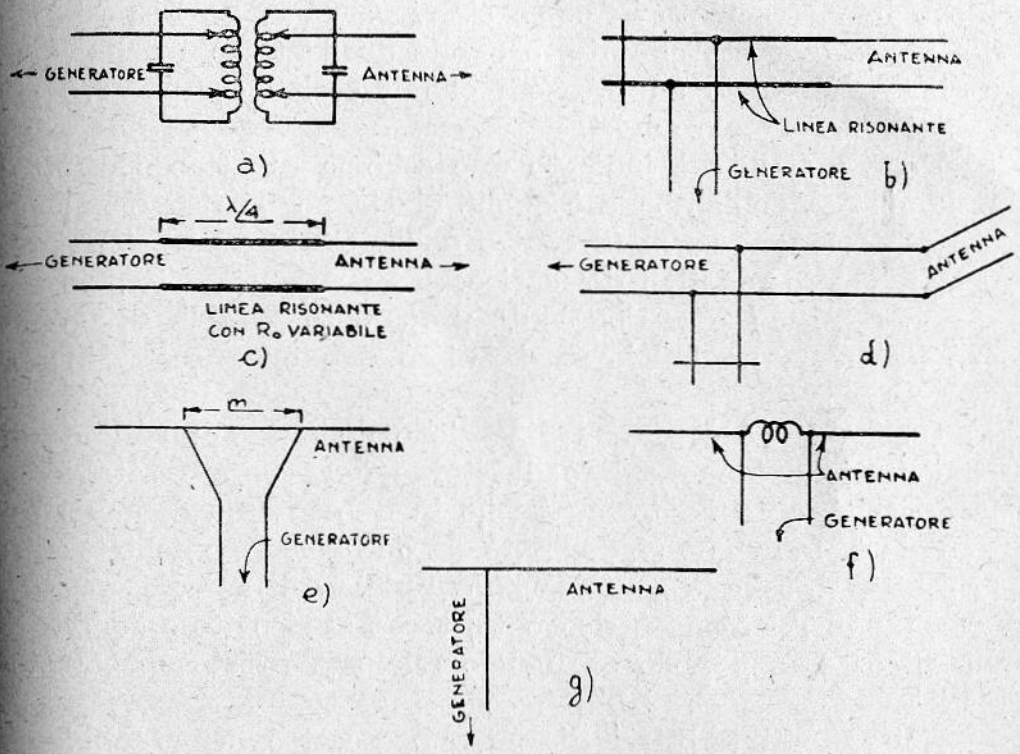


Fig. 125.

Nella figura 126 *b* il carico può esser reso resistivo variando la posizione del ponte mobile di corto circuito sulla linea risonante collegata con l'antenna; il valore di tale carico risulta poi determinato dalla posizione dell'attacco alla linea.

Con lo schema indicato nella fig. 125 *c*, il valore della impedenza di carico alla estremità della linea di alimentazione è

espresso da $z = \frac{R'_o{}^2}{z_a}$, ove R'_o è la resistenza caratteristica della linea risonante lunga $\frac{1}{4}\ \lambda$, e z_a indica l'impedenza dell'antenna; se questa è in risonanza, z_a è una resistenza; variando allora R'_o (col variare della distanza fra i due conduttori) si può fare in modo che z sia uguale alla resistenza caratteristica R_o della linea di alimentazione.

Nello schema indicato nella fig. 125 *d*, sulla linea di alimentazione, nei pressi dell'attacco all'antenna, è derivata una breve linea risonante in corto circuito. Variando la posizione del ponte di corto circuito, e quella degli attacchi della linea derivata, si riesce ad ottenere che il carico complessivo sia resistivo ed uguale ad R_o.

Nella fig. 125 *e* è indicato uno schema di attacco diretto; la lunghezza dell'antenna è quella giusta per la risonanza; variando la lunghezza m (il centro dell'antenna è su m/2) si regola il valore resistivo del carico.

La fig. 125 *f* è analoga alla precedente, con la differenza che l'antenna ha lunghezza inferiore a quella necessaria per la risonanza.

La fig. 125 *g* è una modificazione della 125 *e*: la linea di alimentazione è monofilare; il ritorno è assicurato attraverso la capacità antenna terra. Anche in questo caso debbono essere giuste la lunghezza dell'antenna e la posizione dell'attacco; lo schema è semplice, ma la linea unifilare irradia.

Quando l'antenna è ricevente, tocca al ricevitore ad offrire alla linea una impedenza uguale alla sua resistenza caratteristica.

Nei sistemi direttivi di antenne, occorre, come abbiamo visto, che i singoli elementi siano alimentati nella opportuna fase. Ciò può essere ottenuto in due modi semplici:

1°) Profittando del fatto che in una linea non risonante, sede di onde progressive, fra le tensioni (e le correnti) in due punti distanti d l'uno dall'altro, esiste, in ogni istante, una differenza di fase $\varphi = 2\pi \frac{d}{\lambda}$ (vedi Cap. III). La scelta del punto

di attacco ad una linea del genere determina quindi la fase di alimentazione di ogni singola antenna.

2°) Profittando del fatto che in una linea risonante la fase cambia (assai bruscamente) di 180° ogni mezza lunghezza d'onda. Nella fig. 126 è rappresentata l'alimentazione, con questo sistema, di due linee verticali di dipoli orizzontali; le antenne elementari sono collegate nei ventri di tensione; le freccie indicano il senso della corrente in un particolare istante: tutti gli elementi risultano eccitati con la stessa fase.

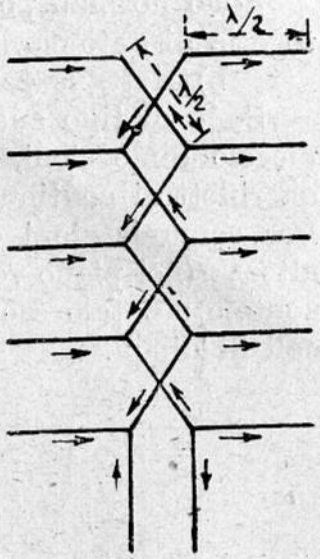


Fig. 126.

7. Cenni sui principali tipi di antenne trasmittenti in uso nella pratica. —

a) *Antenne per onde corte.*

Per le comunicazioni a grandi distanze fra punti fissi si usano sistemi direttivi di antenne, studiati in modo da concentrare l'energia in una unica direzione, sotto un angolo di circa 10 ÷ 25° sull'orizzonte, con apertura orizzontale di circa 10° ed apertura verticale di circa 15°. Il guadagno che praticamente si attua è dell'ordine del centinaio.

Per comunicazioni non direttive: marittime, di radio diffusione, fra dilettanti, e via dicendo, si usano comunemente antenne rettilinee, verticali od orizzontali, lunghe $\frac{1}{2}\lambda$, del tipo rappresentato nella fig. 127. La posizione dell'antenna trasmittente non ha grande importanza, dato che la ionosfera modifica la polarizzazione dell'onda; per ragioni costruttive viene generalmente preferita la orizzontale.

Il rendimento di radiazione delle antenne per onde corte risulta, di solito, assai elevato, in conseguenza del fatto che le loro dimensioni sono grandi in senso relativo (rispetto alla lunghezza d'onda), e piccole in senso assoluto.

La grandezza relativa assicura un alto valore della resistenza di radiazione, che cresce con il rapporto fra la lunghezza

dell'antenna e quella dell'onda (vedi fig. 118). La piccolezza assoluta fa sì che le perdite nei conduttori e nei supporti siano basse, e permette di disporre l'antenna alta sul suolo, in modo da ridurre la potenza da questo assorbita.

Sono normali per il rendimento di radiazione di questa categoria di antenne, valori dell'ordine dell'80 ÷ 85%.

b) *Antenne per onde ultra-corte.*

Sono di tipo analogo a quelle per onde corte. Date le loro piccole dimensioni, i sistemi direttivi, costituiti, in generale, da riflettori continui o reticolari, risultano ancora più efficaci. Per comunicazioni circolari, debbono possedere direttività in altezza (nel piano verticale), ma non in azimut (nel piano orizzontale); a tale scopo servono, ad esempio, le colonne verticali di dipoli.

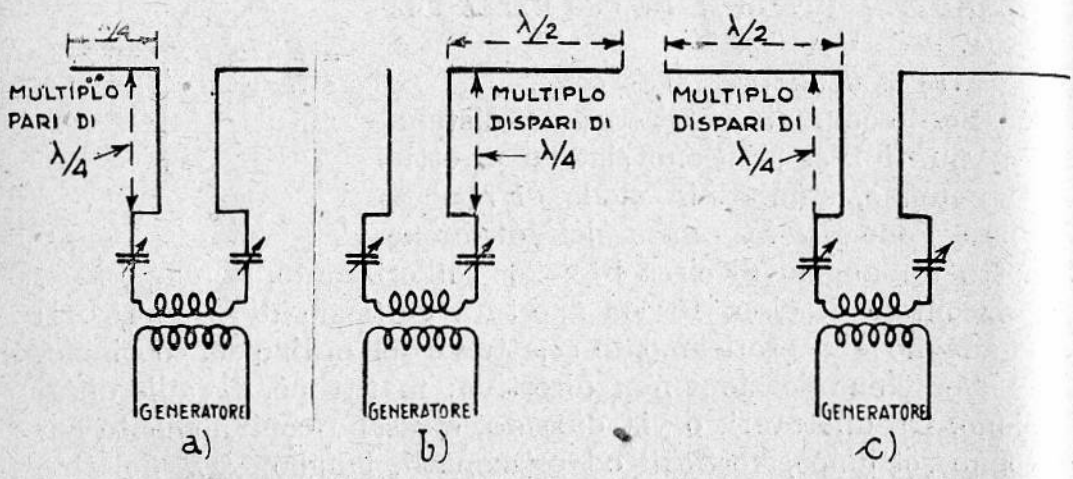


Fig. 127.

Debbono essere situate quanto più alto è possibile sul livello del suolo e dei fabbricati vicini.

c) *Antenne per onde medie.*

Le antenne più importanti di questa categoria sono quelle per la radiodiffusione. In maggioranza, sono costituite da torri di acciaio autoportanti (senza stralli), della lunghezza da circa un quarto a poco più di mezza lunghezza d'onda, isolate elettricamente dal suolo, e funzionanti come radiatori verticali.

La sorgente di alimentazione agisce fra la base dell'antenna e la terra.

La lunghezza ottima, per ottenere la più intensa onda di superficie (vedi anche § 3) è di circa $0{,}50 \div 0{,}56\ \lambda$. Quando, per ragioni di economia, si debba limitare l'altezza a valori più bassi, si ottiene una più efficace distribuzione di corrente aggiungendo una capacità terminale (sfera, disco, sistema reticolare di conduttori), o sezionando (elettricamente) in due o più parti, la torre ed inserendo, come collegamento fra le parti, induttanze di opportuno valore.

Il rendimento di una antenna di questo tipo dipende molto dalle perdite causate nel terreno delle correnti che vi fluiscono, nei pressi del piede dell'antenna stessa; tali perdite vengono notevolmente diminuite affondando nel suolo una stella di circa $90 \div 120$ raggi, costituiti da buon conduttore, della lunghezza di circa mezza lunghezza d'onda, con il centro al piede della antenna.

Un sistema ancora migliore consiste nell'evitare addirittura che il terreno, nei pressi dell'antenna, sia percorso da correnti, ciò che si ottiene costruendo quello che si chiama un « contrappeso »: uno schermo metallico (buon conduttore), reticolare, all'incirca delle dimensioni della stella prima descritta, posto a circa $2 \div 5$ metri dal suolo, e da questo elettricamente ben isolato. Le dimensioni delle maglie della rete debbono essere dello stesso ordine della altezza di questa sul terreno.

Il calcolo di previsione del comportamento di una torre usata come radiatore, è complicato dal fatto che la sua sezione non è costante: la distribuzione della corrente si allontana perciò dalla sinusoidale; in generale l'intensità è maggiore (rispetto alla sinusoide) dove la sezione è più grande della media, minore ove la sezione è più piccola della media.

d) *Antenne per onde lunghe.*

In questo tipo di antenne, date le dimensioni e il costo, non è generalmente possibile influire sulle qualità direttive, che rimangono all'incirca quelle di un conduttore verticale, connesso alla terra, lungo meno (e, quando λ cresce, assai meno) di un quarto di lunghezza d'onda.

Per aumentarne l'efficacia, si usa connettere al loro estremo superiore un « padiglione » di conduttori, ad andamento pressochè orizzontale, che costituisce una capacità terminale, la quale richiama e fornisce corrente di carica e scarica nel tratto verticale: quello che effettivamente contribuisce alla formazione dell'onda di superficie. A seconda della forma di questo padiglione, si hanno antenne ad L, a T, a ombrello, e via dicendo.

Per accordare l'antenna sulla frequenza di alimentazione, si usa aggiungere una induttanza alla sua base.

Il rendimento di queste antenne è molto basso, sia per il piccolo valore della resistenza di radiazione, sia per le perdite nel suolo. Per diminuire queste si ricorre alla già descritta parziale metallizzazione del terreno.

8. Cenni « sui principali tipi di antenne riceventi in uso nella pratica. — Le caratteristiche pratiche di una antenna ricevente sono: la potenza che può cedere al ricevitore; la direttività; il costo; la sensibilità ai disturbi.

La potenza P_u che può essere captata dal campo elettromagnetico incidente, è misurata, come abbiamo visto nel § 2, da:

$$P_{Tm} = \frac{(F\,h_e)^2}{R_a + R_u} = \frac{(F\,h_e)^2}{R_r + R_p + R_u}$$

dove h_e è l'altezza efficace dell'antenna, ed R_a, R_r ed R_p sono la resistenza totale, di radiazione e di perdita dell'antenna, ed R_u è la resistenza di entrata del ricevitore.

La P_{Tm} dipende dunque, a pari F, dalla forma, dalle dimensioni e dalla posizione dell'antenna (h_e), nonchè dalla resistenza totale di essa e da quelle del ricevitore.

D'altra parte abbiamo definito la R_r come rapporto fra la potenza ch'essa irradierebbe quando percorsa dalla corrente I (misurata in un ventre), ed il quadrato della stessa I. Siccome, a pari I, P_r cresce, all'incirca, con il quadrato delle dimensioni dell'antenna (F è proporzionale a Δl, e P_r è proporzionale al quadrato di F), e con il quadrato della frequenza, tale è anche il comportamento di R_r.

Possiamo dunque dire che:

1°) A parità di campo F (valore e frequenza) tanto il numeratore quanto il denominatore di P_{Tm} crescono quando si allunga l'antenna ricevente. Se possiamo trascurare $R_p + R_v$ di fronte ad R_r, possiamo dire che P_{Tm} rimane pressochè invariato, fino a quando la lunghezza l dell'antenna non supera mezza lunghezza d'onda; quando $l > \frac{1}{2} \lambda$ l'antenna comincia a presentare caratteristiche di direttività diverse da quelle del dipolo, e le relazioni si complicano. Se, come normalmente accade, non si può trascurare $R_p + R_a$ di fronte ad R_r, il numeratore di P_{Tm} cresce più rapidamente del denominatore, e si può quindi dire che, in generale, vi è convenienza ad aumentare l.

2°) Al crescere della frequenza di F, per h_e costante. cresce (con il quadrato della frequenza) la R_r; P_{Tm} quindi diminuisce. Se ricordiamo (§ 2) che la potenza che può essere ceduta alla resistenza R_u raggiunge un massimo per R_u uguale ad R_a, e se ammettiamo che R_p sia trascurabile di fronte ad R_r, si vede che la potenza ceduta al ricevitore decresce con il quadrato della frequenza.

Ne risulta che l'antenna per onde corte è di costruzione più delicata di quella per onde medie e lunghe. D'altra parte, bisogna tener presente quanto abbiamo già detto parlando degli amplificatori: quello che conta non è tanto il valore assoluto di un segnale, quanto il rapporto fra esso e i disturbi: le cure maggiori dovranno dunque essere indirizzate nel senso di accrescere il valore di tale rapporto, diminuendone il denominatore quando non sia possibile accrescerne il numeratore.

Per la ricezione non direttiva di onde corte si usa di solito un filo conduttore della lunghezza di circa $8 \div 20$ m; poichè le onde in arrivo sono variamente polarizzate, la posizione sarebbe, sotto questo aspetto, indifferente; ma i disturbi, in vicinanza del terreno, dànno luogo, di solito, a campi polarizzati verticalmente, cosicchè è in generale preferibile che il filo sia, in gran parte, orizzontale.

Per la ricezione non direttiva di onde medie (ad es. della radiodiffusione), è consigliabile un filo lungo circa $2 \div 5$ m.

Poichè, di solito, in vicinanza del terreno, tali onde sono polarizzate verticalmente, è preferibile che il filo sia verticale. Per accrescere il rapporto segnale disturbo, conviene situare l'antenna ricevente assai alta sul terreno, e collegarla al ricevitore mediante una linea di alimentazione, preferibilmente tubolare (schermata).

Quando si voglia effettuare ricezione direttiva, ciò che attenua notevolmente le interferenze e i disturbi, si possono usare i tipi di antenne già descritti. In generale sono da preferirsi quelli non risonanti, perchè meno sensibili alle variazioni della frequenza. Molto diffusa è l'antenna « Beverage ».

La ricezione direttiva viene sempre effettuata, quando ciò non sia impossibile, nel campo delle onde ultracorte, data la piccola quantità di energia che altrimenti sarebbe possibile captare.

BIBLIOGRAFIA

F. E. TERMAN. – *Radio Engineering;* sec. ediz.; New York, 1937.

R. C. A. – *Receiving Tube Manual;* Harrison, N. J., 1937.

J. KAMMERLOHER. – *Hochfrequenztechnik;* I u. II; Leipzig, 1939.

L. RATHEISER. – *Rundfunkröhren;* Berlin, 1938.

PHILIPS. – *Grundlagen der Röhrentechnik;* Eindhoven, 1939.

U. RUELLE. – *Lezioni di Radiotecnica* (dispense litografate); Livorno, 1940.

INDICE ALFABETICO

Accoppiamento (Coefficiente di), 24.
— elettronico, 173.
Accordo (indicatori di), 113.
Alimentazione dei tubi elettronici, 213.
— delle antenne, 252.
Altezza efficace di un'antenna, 241, 242.
Amplificatori a controreazione, 124.
— a reazione, 124.
— a resistenza e capacità, 99.
— a trasformatore, 105.
— (classificazione degli), 93.
— controfase (push pull), 149.
— di potenza classe *A* per b. f., 139.
— di potenza classe *B* e classe *C*, 155.
— per a. f., 109.
— per correnti continue, 133-
— (rumori negli), 117.
Amplificazione (controllo della), 113.
— di potenza, 139.
— di tensione, 93.
Angolo di circolazione, 156.
— di perdita, 16.
Anodo, 59.
Antenne, 236.
— Beverage, 250.
— immagini, 239.
— per onde corte, 257.
— per onde lunghe, 259.
— per onde medie, 258.
— per onde ultra- corte, 258.
Antenne riceventi, 260.
Autodina, 211.
Autoinduzione (bobine o rocchetti di), 18.
— (induttanza), 18.

Bigriglia, 72.
Bobine (o rocchetti) di autoinduzione, 18.

Campo di induzione del dipolo, 237.
Capacità, 13.
— dinamica di entrata di un tubo, 99.
— distribuita di una bobina, 24.
Caratteristiche di lavoro, 90.
— dinamiche, 90.
— statiche, 65.
Carica spaziale, 61.
Catodi, 57.
— a riscaldamento diretto, 57.
— a riscaldamento indiretto, 57.
Catodo virtuale, 79.
Circuiti a catena (filtri), 42.
— accoppiati, 35.
— a costanti distribuite (linee), 46.
— a risonanza di corrente, 27.
— a risonanza di tensione, 30.
— (elementi dei), 11.
—equivalenti di amplificatori classe *A*, 96.
— livellatori, 218.

Circuiti raddrizzatori, 217.
Classificazione degli amplificatori, 93.
Coefficiente di accoppiamento, 24.
— di amplificazione interna del triodo, 65.
Condensatori, 14.
Condizione di equilibrio dinamico oscillatorio, 167.
— limite per l'innescamento di oscillazioni, 165.
Controllo della amplificazione (di volume), 113.
Conversione di frequenza, 205.
Corrente di emissione di un catodo, 58.
Costante di attenuazione di una linea, 47.
— di fase di una linea, 48.
— di propagazione di una linea, 47.
Curve caratteristiche (famiglie di) del triodo, 64.
— di risonanza, 35-38.

Decibel, 134.
Diodo (equazione caratteristica del), 60-62.
Dipolo hertziano,236.
Direttività dei sistemi di antenne semplici, 246.
— delle antenne semplici, 244.
Distorsione di ampiezza, 135.
Distorsioni negli amplificatori, 95.

Echi, 234.
Effetto pellicolare (skin effect), 13.
Elementi dei circuiti, 11.
— parassiti, 23.
Elettroni (moto degli), 60.
Emissione secondaria, 70.
Eptodo (pentagriglia), 80.
Equazione caratteristica del diodo, 60-62.
Equazione di Vallauri, 89.
Equazioni caratteristiche dei tubi con una griglia di controllo, 88.
Esodo, 78.

Fading, 231.
Fattore di merito (Q), 20-28.
— di modulazione, 138.
— di potenza, 16.
Filtri elettrici, 42.
Filtro di banda, 39.
— eliminatore di banda, 45.
— passa alto, 44.
— passa banda, 45.
— passa basso, 44.
Fischi nelle supereterodine, 209.

Generatori di armoniche, 162.
— di oscillazioni, 164.
Griglia, 63.
Guadagno di un'antenna direttiva, 250.

Impedenza caratteristica di una linea, 47.
— caratteristica (o iterativa) di un filtro, 44.
— di entrata di un tubo termoionico, 97.
Indicatori di accordo (di sintonia), 113.
Induttanza (autoinduzione), 18.
— mutua, 24.
Induttanze con nucleo ferromagnetico, 21.
Intraeffetto, 65.

Lavoro di estrazione, 61.
Linee (circuiti a costanti distribuite), 46.
— in risonanza, 53.
Lunghezza d'onda, 47.

Media frequenza, 205.
Modulazione (di ampiezza), 178.
— anodica, 181-186.
— con soppressione della portante e di una banda laterale, 187.
— di frequenza e di fase, 189.
— incrociata, 135.
— sulla griglia, 183-185.
— sul soppressore, 184.
Mutua induzione, 24.

Neutrodina, 120.
Nodi (di tensione e di corrente), 49

Onda di spazio, 223-226.
— di superficie, 223-224.
Onde progressive (regime di), 55.
— stazionarie (regime di), 55.
Oscillatore pilota, 172.
Oscillazione portante, 8.
Oscillazioni parassite, 175.
Ottodo, 80.

Parametri dei tubi con due griglie di controllo, 81.
— del pentodo, 75.
— del tetrodo, 73.
— del triodo, 67.
Parassiti (elementi), 23.
Pendenza di conversione, 206.
Pentagriglia (eptodo), 80.
Pentodo, 75.
— a fascio, 77.
Perdita (angolo di), 16.
Permeabilità differenziale, 21-22.
Polarizzazione della griglia, 86.
Portante (oscillazione), 8.
Potenza (fattore di), 16.
Propagazione della energia elettromagnetica, 223.

Raddrizzatori, 214.
Rapporto di amplificazione, 97.
Reattanza capacitiva, 15.
— induttiva, 19.
Rendimento di radiazione, 241.
Resistenza, 11.
— dinamica di entrata di un tubo, 99.
— di radiazione, 240.
— interna del diodo, 63.
Retroeffetto, 71.
Rigenerazione negli amplificatori, 122.
Riscaldamento diretto (catodi a), 57.
— indiretto (catodi a), 57.
Risonanza (curve di), 29-33.
— di corrente (circuiti a), 27.
— di tensione (circuiti a), 30.
— (fenomeni di) nelle linee, 53.
Rivelazione, 191.
— anodica mediante triodi e pentodi, 197.
— di griglia mediante triodi e pentodi, 200.
— eterodina, 202.
— mediante diodi, 192.
— quadratica, 201.
Rumori negli amplificatori, 117.

Schermatura, 25.
Schermo (elettrodo), 71.
Segnale, 6.
Sistema caratteristico del triodo, 64.
Skin effect, 13.
Skip distance, 233.
Soppressore (elettrodo), 75.
Stabilità della frequenza delle oscillazioni, 171.
Stabilizzatori di frequenza piezoelettrici, 174.

Supereterodina, 203.
Superreazione, 212.

Tempo di transito degli elettroni, 60-131.
Tensioni equivalenti nel triodo, 66.
Tetrodo, 71.
Triodo, 63.
— (parametri del), 67.
— (sistema caratteristico del), 64.
Tubi elettronici, 56.
— con griglia regolatrice (μ variabile), 82.
— mescolatori e convertitori, 207.
— per altissime frequenze, 131.

Valvole termoioniche, 56.
Ventri (di tensione e di corrente), 49.
Vettore di Poynting, 226.
Vibratore, 222.

INDICE GENERALE

PREFAZIONE . . . . . Pag. 3

CAPITOLO PRIMO

IL PROBLEMA DELLE RADIOCOMUNICAZIONI

1. – Generalità 5
2. – Il « segnale »; sua natura e costituzione 6
3. – Schema generale di un sistema di radiocomunicazioni . . 8
4. – Correnti e tensioni che interessano il radiotecnico . . . 10

CAPITOLO SECONDO

GLI ELEMENTI DEI CIRCUITI

1. – Generalità 11
2. – Resistenza 11
3. – Capacità 13
4. – Induttanza (o autoinduzione) 18
5. – Elementi parassiti 23
6. – Induttanza mutua; coefficiente di accoppiamento 24
7. – Schermatura elettrostatica ed elettromagnetica degli elementi dei circuiti 25

CAPITOLO TERZO

I CIRCUITI

1. – Circuiti a risonanza di corrente 27
2. – Circuiti a risonanza di tensione 30
3. – Circuiti accoppiati 35
4. – Circuiti a catena (filtri) 42
5. – Circuiti a costanti distribuite (linee) 46

Capitolo Quarto
I TUBI TERMOIONICI

1. – Generalità . . . . . pag. 56
2. – Il catodo 57
3. – L'anodo 59
4. – Il moto degli elettroni nello spazio interlettodico. L'equazione caratteristica del diodo 60
5. – Il triodo 63
6. – Il tetrodo 71
7. – Il pentodo 75
8. – Considerazioni riassuntive 78
9. – Generalità sui tubi con due griglie di controllo 78
10. – L'eptodo (o pentagrigl'a) 80
11. – L'ottodo 80
12. – I parametri dei tubi con due griglie di controllo 81
13. – Tubi con griglia regolatrice (o con μ variabile) 82

Capitolo Quinto
GENERALITÀ SULLE APPLICAZIONI DEI TUBI ELETTRONICI

1. – Il tubo elettronico dal punto di vista dell'impiego . . . 84
2. – Lo schema di principio 85
3. – L'equazione caratteristica del tubo con una griglia di controllo 88
4. – Caratteristiche dinamiche e di lavoro 90

Capitolo Sesto
LA AMPLIFICAZIONE DI TENSIONE

1. – Classificazione degli amplificatori 93
2. – Fenomeni di distorsione negli amplificatori 95
3. – Circuito equivalente di alcuni amplificatori classe A . . 96
4. – Impedenza di entrata di un tubo 97
5. – Amplificatori di tensione per basse frequenze, a larga banda, a resistenza e capacità 99

6. – Amplificatori di tensione per basse frequenze, a larga banda, a trasformatore . . . . . pag. 105
7. – Amplificatori di tensione per alte frequenze, a banda ristretta 109
8. – Regolazione (controllo) della amplificazione (controllo di volume). Indicatori di accordo 113
9. – Rumori negli amplificatori 117
10. – Effetti nocivi della impedenza dinamica di entrata dei tubi e loro neutralizzazione (neutrodina) 120
11. – Rigenerazione negli amplificatori a più stadi 122
12. – Amplificatori a reazione e a controreazione 124
13. – Tubi elettronici per altissime frequenze 131
14. – Amplificatori per corrente continua (o per bassissime frequenze) 133
15. – Il « decibel » (db) 134
16. – Distorsione in ampiezza e modulazione incrociata (cross modulation) negli amplificatori 135

Capitolo Settimo
LA AMPLIFICAZIONE DI POTENZA

1. – Amplificatori di potenza classe *A* per basse frequenze . . 139
2. – Amplificatori di potenza controfase (push-pull) classe *A* e classe *AB* per basse frequenze 149
3. – Amplificatori di potenza controfase, classe *B*, per basse frequenze 153
4. – Amplificatori di potenza classe *B* e classe *C* per alte frequenze 155
5. – Generatori di armoniche 162

Capitolo Ottavo
GENERATORI DI OSCILLAZIONI

1. – Generalità. Generatori di oscillazioni classe *A* 164
2. – Generatori di oscillazioni classe *C* 169
3. – Frequenza delle oscillazioni generate, e sua stabilità . . . 171
4. – Oscillazioni parassite 175
5. – Altra interpretazione della attitudine generatrice. Dinatron. Magnetron 177

Capitolo Nono
LA MODULAZIONE

1. – Generalità . . . . . pag. 178
2. – Amplificatori di classe *C* con modulazione anodica . . . 181
3. – Amplificatore di classe *C* con modulazione sulla griglia . 183
4. – Amplificatore di classe *C* con modulazione sul soppressore . 184
5. – Amplificatore di classe *A* con modulazione sulla griglia . 185
6. – Generatore di oscillazioni classe *C* con modulazione sulla placca 186
7. – Modulazione mediante impedenza variabile 187
8. – Soppressione della portante e di una delle bande laterali . 187
9. – Modulazione di frequenza e di fase 189

Capitolo Decimo
LA RIVELAZIONE

1. – Generalità 191
2. – Rivelazione mediante diodi 192
3. – Rivelazione anodica, mediante tubi elettronici a più di due elettrodi 197
4. – Rivelazione di griglia, mediante tubi elettronici a più di due elettrodi 200
5. – Rivelazione quadratica 201
6. – Rivelazione eterodina 202
7. – La supereterodina 203
8. – Rivelazione rigenerativa, oscillatoria e superrigenerativa 211

Capitolo Undicesimo
LA ALIMENTAZIONE DEI TUBI ELETTRONICI

1. – Generalità 213
2. – Raddrizzatori 214
3. – Circuiti raddrizzatori 217
4. – Circuiti livellatori 218
5. – Il vibratore 222

Capitolo Dodicesimo

LA PROPAGAZIONE DELL'ENERGIA ELETTROMAGNETICA ATTORNO ALLA TERRA

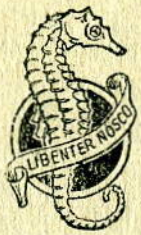
1. – Generalità . . . . . pag. 223
2. – L'onda di superficie 224
3. – L'onda di spazio 226
4. – Propagazione delle onde lunghe 229
5. – Propagazione delle onde medie 231
6. – Propagazione delle onde corte 232
7. – Propagazione delle onde ultra-corte 234

Capitolo Tredicesimo

LE ANTENNE

1. – Riassunto delle leggi fondamentali della irradiazione di energia elettromagnetica 236
2. – Proprietà fondamentali delle antenne riceventi 241
3. – Direttività delle antenne semplici 244
4. – Direttività dei sistemi di antenne semplici 246
5. – L'antenna Beverage 250
6. – La alimentazione delle antenne 252
7. – Cenni sui principali tipi di antenne trasmittenti in uso nella pratica 257
8. – Cenni sui principali tipi di antenne riceventi in uso nella pratica 260
Bibliografia 263
Indice alfabetico 265

FINITO DI STAMPARE
NELLA TIPOGRAFIA « L'ARTE DELLA STAMPA »
SUCCESSORI LANDI IN FIRENZE
IL XX MAGGIO MCMXLVI



Prezzo L. [redacted] —